

**Surface acoustic wave filter.**

Patent Number: EP0541284, B1, B2  
 Publication date: 1993-05-12  
 Inventor(s): MIYASHITA TSUTOMU (JP); IKATA OSAMU (JP); MATSUDA TAKASHI (JP); SATOH YOSHIO (JP); TAKAMATSU MITSUO (JP)  
 Applicant(s): FUJITSU LTD (JP)  
 Requested Patent: JP5183380  
 Application Number: EP19920309830 19921027  
 Priority Number (s): JP19920032270 19920219; JP19910281694 19911028  
 IPC Classification: H03H9/64  
 EC Classification: H03H9/64E3  
 Equivalents: DE69216769D, DE69216769T, DE69230114D, DE69230114T, DE69232646D, DE69232646T, JP2800905B2, KR9700559, US5559481  
 Cited Documents: FR2283587; DE3323612; US3582540; US5039957; US4495431; EP0353073; JP3220911

**Abstract**

A SAW filter includes a first SAW resonator (21, R1A, R1B) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frp), the first SAW resonator being provided in a parallel arm (24) of the SAW filter. A second SAW resonator (23) has a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frs) approximately equal to a predetermined antiresonance frequency of the first SAW resonator (fap). The second SAW resonator is provided in a series arm (24) of the SAW filter. An

inductance element (25, L1) is connected in series to the first SAW resonator. 

Data supplied from the **esp@cenet** database - I2

**Description****BACKGROUND OF THE INVENTION****1. Field of the Invention**

The present invention generally relates to surface acoustic wave (SAW) filters, and more particularly to a ladder-type SAW filter suitable for an RF (Radio Frequency) filter provided in pocket and mobile telephones, such as automobile phones sets and portable phones.

**2. Description of the Prior Art**

In Japan, an automobile phone or portable phone system has a specification in which a transmission frequency band is  $\pm 8.5\text{MHz}$  about a center frequency of 933.5MHz. The ratio of the above

transmission band to the center frequency is approximately 2%.

Recently, SAW filters have been employed in automobile phone or portable phone systems. It is required that the SAW filters have characteristics which satisfy the above specification. More specifically, it is required that the pass band width is so broad that 1) the ratio of the pass band to the center frequency is equal to or greater than 2%, 2) the insertion loss is small and equal to 5dB - 2dB, and 3) the suppression factor is high and equal to 20dB - 30dB.

In order to satisfy the above requirements, SAW filters are substituted for conventional transversal filters. Generally, SAW elements are so connected that a ladder-type filter serving as a resonator is formed.

Fig. 1 is an equivalent circuit of a SAW filter disclosed in Japanese Laid-Open Patent Publication No. 52-19044. A SAW filter 1 shown in Fig. 1 comprises a SAW resonator 3 in a series arm 2, and a SAW resonator 5 in a parallel arm 4. The equivalent parallel capacitance COB of the resonator 5 in the parallel arm 4 is larger than the equivalent parallel capacitance COA of the resonator 3 in the series arm 2.

The SAW filter 1 shown in Fig. 1 has a characteristic shown in Fig. 2. A curve 6 shows an attenuation quantity v. frequency characteristic of the SAW filter 1. As indicated by arrows 7 shown in Fig. 2, the suppression factor increases as the equivalent parallel capacitance COB increases. However, as the equivalent parallel capacitance COB increases, the band width decreases, as indicated by arrows 8, and the insertion loss increases, as indicated by an arrow 9. Hence, the characteristic deteriorates, as indicated by a broken line 10. When trying to obtain a suppression factor equal to or larger than 20dB, the band width is decreased so that the ratio of the pass band to the center frequency is equal to or smaller than 1%, and does not satisfy the aforementioned specification of the 800MHz-band radio systems.

## SUMMARY OF THE INVENTION

It is a general object of the present invention to provide a SAW filter in which the above disadvantages are eliminated.

A more specific object of the present invention is to provide a SAW filter having a large band width, a large suppression factor, and a small insertion loss.

The above objects of the present invention are achieved by a SAW filter comprising: a first SAW resonator (21, R1A, R1B) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frp), the first SAW resonator being provided in a parallel arm (24) of the SAW filter; a second SAW resonator (23) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frs) approximately equal to the predetermined antiresonance frequency of the first SAW resonator (fap), the second SAW resonator being provided in a series arm (24) of the SAW filter; and an inductance element (25, L1) connected in series to the first SAW resonator.

## BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Other objects, features and advantages of the present invention will become more apparent from the following detailed description when read in conjunction with the accompanying drawings, in which:

- Fig. 1 is an equivalent circuit diagram of a conventional SAW filter;
- Fig. 2 is a graph of a characteristic of the conventional SAW filter shown in Fig. 1;
- Fig. 3 is a circuit diagram of a SAW filter according to the present invention;
- Fig. 4 is a block diagram of the basic structure of a filter circuit using a resonator;
- Figs. 5A, 5B and 5C are diagrams showing a one-terminal-pair SAW resonator;
- Fig. 6 is a diagram showing frequency characteristics of impedance and admittance of the one-terminal-pair SAW resonator;
- Fig. 7 is a diagram showing an immittance characteristic of a SAW resonator and a filter characteristic of the filter shown in Fig. 3 using that SAW resonator;
- Figs. 8A and 8B are diagrams showing the characteristics of the conventional SAW filter shown in Fig. 1;
- Figs. 9A and 9B are diagrams showing effects obtained when an inductance is connected in series to a resonator;

Fig. 10 is a diagram showing effects obtained when  $n$  one-terminal-pair resonators are connected in series;

Figs. 11A and 11B are diagrams showing an aperture length dependence on a parallel-arm resonator;

Figs. 12A and 12B are diagrams showing an aperture length dependence on a series-arm resonator;

Fig. 13 is a circuit diagram of a SAW filter according to a first embodiment of the present invention;

Fig. 14 is a diagram showing a band characteristic of the filter shown in Fig. 13;

Figs. 15A and 15B are diagrams showing effects obtained when an inductance is added to a parallel-arm resonator;

Fig. 16 is a plan view of the structure of the SAW filter shown in Fig. 13 with a lid removed therefrom;

Fig. 17 is a cross-sectional view taken along a line XVII-XVII shown in Fig. 16;

Fig. 18 is a diagram of a SAW according to a second embodiment of the present invention;

Fig. 19 is a diagram showing a band characteristic of the filter shown in Fig. 18;

Figs. 20A and 20B are diagrams showing effects based on the ratio of the aperture length of the parallel-arm resonator to the aperture length of the series-arm resonator;

Fig. 21 is a diagram of a SAW filter according to a third embodiment of the present invention;

Fig. 22 is a diagram showing a band characteristic of the filter shown in Fig. 21;

Fig. 23 is a diagram of a SAW filter according to a fourth embodiment of the present invention;

Fig. 24 is a diagram showing a band characteristic of the filter shown in Fig. 23;

Fig. 25 is a circuit diagram of a SAW filter according to a fifth embodiment of the present invention;

Fig. 26 is a diagram showing a band characteristic of the filter shown in Fig. 25;

Fig. 27 is a circuit diagram of a SAW filter according to a sixth embodiment of the present invention;

Fig. 28 is a diagram showing a first one-terminal-pair SAW resonator shown in Fig. 27;

Fig. 29 is a diagram showing a band characteristic of the filter shown in Fig. 27;

Fig. 30 is a diagram showing the influence of the reflector setting position on the width of a ripple;

Fig. 31 is a plan view of the structure of the SAW filter shown in Fig. 27 with a lid removed therefrom;

Fig. 32 is a diagram showing a variation of the first one-terminal-pair SAW resonator shown in Fig. 27;

Fig. 33 is a diagram showing another variation of the first one-terminal-pair SAW resonator shown in Fig. 27;

Fig. 34 is a circuit diagram of a SAW filter according to a seventh embodiment of the present invention;

Fig. 35 is a diagram showing the relation between the film thickness of the electrode and the ripple occurrence position;

Fig. 36 is a diagram showing a state in which a ripple arising from reflectors of a parallel-arm resonator has been dropped into a high-frequency attenuation pole;

Figs. 37A, 37B and 37C are diagrams showing a film thickness' dependence on the pass band characteristic of a resonator-type filter;

Fig. 38 is a diagram showing the results of an experiment concerning the film thickness' dependence on the insertion loss and the ripple occurrence position;

Fig. 39 is a diagram of a first one-terminal-pair SAW resonator according to an eighth embodiment of the present invention;

Fig. 40 is a diagram showing a band characteristic of the SAW filter shown in Fig. 39;

Fig. 41 is a diagram showing a variation of the first one-terminal-pair SAW resonator used in the eighth embodiment of the present invention;

Fig. 42 is a plan view of a structure which realizes inductors used in the filter shown in Fig. 13;

Fig. 43 is a diagram of another structure which realizes inductors used in the filter shown in Fig. 13;

Fig. 44 is a circuit diagram of a SAW filter according to an eleventh embodiment of the present invention;

Fig. 45 is a perspective view of the SAW filter shown in Fig. 44;

Fig. 46 is a diagram showing an immittance characteristic of a SAW resonator in which the resonance frequency is higher than the antiresonance frequency;

Figs. 47A, 47B and 47C are diagrams showing variations in the band characteristic of the ladder-type filter observed when the difference between the resonance frequency and the antiresonance frequency increases from zero;

Figs. 48A and 48B are diagrams showing how to measure the characteristics of the SAW resonator;

Fig. 49 is a graph showing admittance and immittance characteristics of SAW resonators in the series arm and the parallel arm;

Fig. 50 is a diagram showing the frequency' dependence on the product of  $b x$ ;

Fig. 51 is diagram showing an equivalent circuit in which a part of the circuit shown in Fig. 44 is expressed by means of  $L$  and  $C$ ;

Fig. 52 is a diagram showing the relation between  $b x_{\max}$  and  $\Delta f / f_{\text{rs}}$ ;

Fig. 53 is a diagram showing the relation between  $k$  and  $\tau$ ;

Fig. 54 is a circuit diagram of a SAW filter according to a twelfth embodiment of the present invention;

Fig. 55 is a perspective view of the SAW filter shown in Fig. 54;

Fig. 56 is a diagram showing a filter characteristic of the SAW resonator shown in Fig. 53;

Fig. 57 is a diagram showing a characteristic obtained when an output-side admittance of the filter shown in Fig. 64 is reduced;

Figs. 58A and 58B are circuit diagrams of unit sections;  
 Figs. 59A, 59B and 59C are circuit diagrams showing multi-connections of unit sections;  
 Fig. 60 is a diagram showing a connection of two four-terminal circuits and an interface therebetween;  
 Figs. 61A, 61B and 61C are circuit diagrams showing unit section connecting ways;  
 Fig. 62 is a diagram showing how  $n$  unit sections are cascaded;  
 Figs. 63A, 63B and 63C are circuit diagrams showing how ladder-type circuits are configured using the unit sections;  
 Fig. 64 is a circuit diagram of a conventional SAW filter;  
 Fig. 65 is a circuit diagram of a SAW filter according to a thirteenth embodiment of the present invention;  
 Fig. 66 is a circuit diagram of a SAW filter according to a fourteenth embodiment of the present invention;  
 Fig. 67 is a diagram showing a SAW filter according to a fifteenth embodiment of the present invention;  
 Fig. 68 is a perspective view of the SAW filter shown in Fig. 67;  
 Fig. 69 is a diagram showing a filter characteristic of the filter shown in Fig. 68;  
 Fig. 70 is a circuit diagram of a ladder-type filter in which SAW resonators having different resonance frequencies are respectively provided in the parallel and series arms;  
 Fig. 71 is a diagram showing a frequency characteristic of the admittance of the parallel-arm resonator and a frequency characteristic of the impedance of the series-arm resonator;  
 Fig. 72 is a circuit diagram of a wave filter according to a sixteenth embodiment of the present invention;  
 Fig. 73 is a Smith's chart of the wave filter shown in Fig. 72;  
 Fig. 74 is a circuit diagram of a wave filter according to a seventeenth embodiment of the present invention;  
 Fig. 75 is a Smith's chart of the wave filter shown in Fig. 74;  
 Fig. 76 is a circuit diagram of a wave filter according to an eighteenth embodiment of the present invention;  
 Fig. 77 is a Smith's chart of the wave filter shown in Fig. 76;  
 Fig. 78 is a circuit diagram of a wave filter according to a nineteenth embodiment of the present invention; and  
 Fig. 79 is a Smith's chart of the wave filter shown in Fig. 78.

## DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

Fig. 3 shows an overview of a SAW filter 20 according to the present invention. The SAW filter 20 comprises a first SAW resonator 21 having a pair of terminals, a parallel arm 22, a second SAW resonator 23 having a pair of terminals, a series arm 24, and an inductor 25. The first resonator 21 connected to the parallel arm 22 has a predetermined resonance frequency  $f_{rp}$ . The second resonator 21 connected to the series arm 24 has a predetermined resonance frequency  $f_{rs}$  approximately equal to an antiresonance frequency  $f_{ap}$  of the first resonator 21. The inductor 25 is connected in series to the first resonator 21, and provided in the parallel arm 22.

The principle of the SAW filter 20 will now be described. Use of image parameters is convenient to verify whether or not a resonance circuit has a filter characteristic. The details of image parameters are described in the following document: Yanagisawa et al., "Theory and Design of Filters", Sanpo Shuppan, Electronics Sensho, pp.192 - pp.203, 1974.

First of all, a basic ladder-type circuit having a filter characteristic will be described with reference to Fig. 4. Two black boxes 30 and 31 shown in Fig. 4 are respectively SAW resonators. For the sake of simplicity, it will now be assumed that the SAW resonators 30 and 31 are respectively reactance circuits having no resistance, and that the impedance  $Z$  of the resonator 30 provided in the series arm is equal to  $jx$ , and the admittance  $Y$  of the resonator 31 provided in the parallel arm is equal to  $jb$ .

According to the image parameter method, an image transfer quantity  $\tau$  (a complex number) defined in the following equation has the important meaning:

$$(1) \exp(\tau) = V_1 I_1 / V_2 I_2$$

where  $V_1$  and  $I_1$  denote an input voltage and an input current, respectively, and  $V_2$  and  $I_2$  denote an output voltage and an output current, respectively. The equation (1) can be rewritten as follows: where  $A$ ,  $B$ ,  $C$  and  $D$  denote parameters of an  $F$  matrix showing the whole circuit shown in Fig. 4. When the value expressed by the equation (2) is an imaginary number, the two-terminal-pair circuit shown in Fig. 4 has a pass band characteristic. With the above value being a real number, the circuit shown in Fig. 4 has an attenuation characteristic. The ABCD parameters can be rewritten using the above-mentioned  $x$  and  $b$ : Hence, the following equation (4) can be obtained from the equation (2) using the above ABCD

parameters:

$$(4) \tan(\tau) = bx/(bx-1)$$

When  $0 < bx < 1$ , that is, when  $b$  and  $x$  have the same sign and are small values, the entire circuit shown in Fig. 4 has a pass band characteristic. When  $bx > 1$ , that is, when the  $b$  and  $x$  have different signs or the product of  $bx$  is a large value, the circuit shown in Fig. 4 has an attenuation characteristic.

In order to qualitatively understand the frequency characteristics of  $b$  and  $x$ , the impedance and admittance of the SAW resonators will not be considered.

As shown in Fig. 5A, a SAW resonator having a pair of terminals comprises an interdigital electrode 40 (see "Nikkei Electronics", November 29, pp.76 - pp.98, 1976). A reference number 41 indicates a pair of electrodes, 42 indicates an aperture length (crossing width), and 43 indicates an interdigital electrode period. When the resistance of the interdigital electrode 40 is neglected, the SAW resonator shown in Fig. 5A has an equivalent circuit 45 shown in Fig. 5B, in which  $C_0$  denotes the electrostatic capacitance of the interdigital electrode 40,  $C_1$  and  $L_1$  denote equivalent constants. Hereinafter, the equivalent circuit 45 is depicted by symbol 46 shown in Fig. 5C.

Fig. 6 qualitatively shows an impedance vs. frequency characteristic (A) of the equivalent circuit shown in Fig. 5B, and an admittance vs. frequency characteristic (B) thereof. The characteristics shown in (A) and (B) of Fig. 6 are double resonance characteristics in which two resonance frequencies  $f_r$  and  $f_a$  exist. It will be noted that a resonator having a crystal has a double resonance characteristic. When the resonators respectively having a double resonance characteristic are arranged in the series and parallel arms, respectively, and an antiresonance frequency  $f_{ap}$  of the parallel arm is made approximately equal to a resonance frequency  $f_{rs}$  of the series arm, a circuit can be configured which has a band-pass-type filter characteristic having the center frequencies  $f_{ap}$  and  $f_{rs}$ . This is because, as shown in an immittance vs. frequency characteristic shown in (A) of Fig. 7, the relation  $0 < bx < 1$  is satisfied in a frequency range slightly away from the center frequency and the relation  $bx < 0$  is satisfied in a frequency range far away from the center frequency, the latter two frequency ranges serving as attenuation bands. Hence, the SAW filter shown in Fig. 4 has a qualitative filter characteristic 47 shown in (B) of Fig. 7.

A description will now be given of the factors that determine the band width in the resonator-type SAW filters. As is seen from Fig. 7, the band width is mainly dependent on the difference between the resonance frequency  $f_r$  and the antiresonance frequency  $f_a$  of each of the two resonators. The band width increases as the above difference increases, while the band width decreases as the difference decreases. The resonance frequency  $f_r$  and the antiresonance frequency  $f_a$  can be determined using the following equations, using the equivalent circuit constants shown in Fig. 5B:

$$(5) f_r = 1/2 \pi (C_1 L_1)$$

$$(6) f_a = f_r (1 + 1/\tau)$$

$$(7) \tau = C_0/C_1$$

where  $\tau$  denotes the capacitance ratio. The ratio of the pass band to the center frequency ( $\Delta f/f_0$ ) is mainly dependent on the difference between  $f_r$  and  $f_a$ , and is therefore expressed in the following expression, using the equations (6) and (7):

It can be seen from the equation (8) that the capacitance ratio  $\tau$  is the main factor which determines the ratio of the pass band to the center frequency. However, as set forth in Japanese Laid-Open Patent Publication No. 52-19044, the capacitance ratio is much dependent on the type of substrate material used for the interdigital electrode. For example, an ST-cut crystal having a small electromechanical coupling coefficient has a capacitance ratio  $\tau$  equal to or greater than 1300, while a 36 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> substrate having a large electromechanical coupling coefficient has a capacitance ratio  $\tau$  of approximately 15. The ratio of the pass band to the center frequency is 0.04% for ST-cut crystal, and 3.3% for the 36 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> substrate. Hence, the band width is much dependent on the substrate material.

The band width decreases as the equivalent parallel capacitance  $C_0$  increases in order to improve the side lobe suppression factor according to Japanese Laid-Open Patent Publication No. 52-19044.

The above phenomenon will now be described with reference to Figs. 8A and 8B. As is seen from the previous description of the principle of the present invention, as the admittance value increases while  $f_r$  and  $f_a$  of the parallel resonator are kept constant, the product of  $bx$  has a negative sign and increases, as shown in Fig. 8A. However, the  $bx$  product increases around the center frequency, and hence the

range of  $bx > 1$  increases. Hence, the pass band in which the relation  $0 < bx$  is satisfied. In this case, the condition  $bx < 0$  occurs around the center frequency, and hence the aforementioned pass band condition is not satisfied. Hence, there is a possibility that an insertion loss and a ripple may increase. However, by controlling  $\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$ , it is possible to substantially suppress the increase in the insertion loss and the ripple and to expand the increase in the pass band.

A description will now be given of embodiments of the present invention. The embodiments which will be described are based on a simulation. Hence, this simulation will be described first, as well as the results of comparisons between the experimental results and the simulation in order to show the validity of the simulation.

The equivalent circuit shown in Fig. 5B easily simulates the characteristic of the SAW resonator having a pair of terminals, while that equivalent circuit is not suitable for simulating, with high accuracy, variations in the number of finger pairs, the aperture length and the electrode thickness, and the effects of a reflector. With the above in mind, the inventors have proposed an improved simulation which uses a Smith's equivalent circuit model and expands a transfer matrix to analyze the SAW resonators (see O. Ikata et al., "1990 ULTRASONIC SYMPOSIUM Proceedings, vol. 1, pp.83 - pp.86, 1990; the disclosure of which is hereby incorporated by reference).

Fig. 11A is a graph showing the results of the simulation (calculation) for an arrangement in which a SAW resonator having a pair of terminals is disposed in the parallel arm. Fig. 11B is a graph showing the results of the experiment on an arrangement in which a one-terminal-pair SAW resonator including an interdigital electrode made of Al-2%Cu and having a film thickness of 1600 Å is disposed in a parallel arm, and bonding wires ( $L = 1.5\text{ nH}$ ) having a length of 3mm are connected to the interdigital electrode. It can be seen from Figs. 11A and 11B that the calculation values match the experiment values with respect to variations in the resonance points ( $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ ,  $f_{r3}$ ) as well as the attenuation quantities observed around the resonance points for different aperture lengths ( $a = 60, 150, 300 \mu\text{m}$ ).

Fig. 12A is a graph showing the results of the simulation for an arrangement in which a SAW resonator having a pair of terminals is disposed in the series arm. The bonding pads used in the experiment which will be described later were slightly large, and the simulation was carried out taking into account a stray capacitance 0.5pF of the bonding pads. Fig. 12B is a graph showing the results of the experiment on an arrangement in which a SAW resonator having a pair of terminals is disposed in the series arm. It can be seen from Figs. 12A and 12B that the antiresonance frequencies  $f_{a1}$ ,  $f_{a2}$  and  $f_{a3}$  do not depend on the aperture length and that the simulation results match the experimental results regarding variations in the attenuation quantity around the resonance frequencies.

Hence, it will be apparent from the above that the results of a simulation of the filter with the combination of the resonators disposed in the parallel and series arms match the results of the experiment. The embodiments described below are based on the result of simulations.

Fig. 13 shows a SAW filter 60 according to a first embodiment of the present invention. In Japan, an automobile and portable telephone system has a specification in which the  $\pm 8.5\text{MHz}$  range about a center frequency of 933.5MHz is a transmission band for mobile telephones and the  $\pm 8.5\text{MHz}$  range about a center frequency of 878.5MHz separated from 933.5MHz by  $-55\text{MHz}$  is a reception band. The SAW filter 60 according to the first embodiment of the present invention is designed to be suitable for transmission filters of mobile telephones.

As shown in Fig. 13, two one-terminal-pair SAW resonators R2 and R4 are arranged in a series arm 61, and three one-terminal-pair SAW resonators R1, R3 and R5 are respectively arranged in parallel arms 62, 63 and 64. Inductors L1, L2 and L3 are provided in the parallel arms 62, 63 and 64, and are connected in series to the resonators R1, R3 and R5, respectively. Each of the resonators R1 - R5 has the interdigital electrode structure shown in Fig. 5A. The number of finger pairs is 100, and the aperture length is  $80 \mu\text{m}$ . The electrodes are made of Al-2%Cu, and are 3000 Å thick. The resonance frequencies of the resonators R1, R3 and R5 respectively provided in the parallel arms 62, 63 and 64 are 912MHz, and the antiresonance frequencies thereof are 934MHz. The resonance frequencies of the resonators R2 and R4 respectively provided in the series arm 61 are 934MHz, and the antiresonance frequencies thereof are 962MHz. The inductors L1, L2 and L3 respectively have an inductance  $L$  of 4nH.

The SAW filter 60 having the above structure has a band characteristic indicated by a curve 65 shown in Fig. 14. Characteristic curves 66 and 67 in Fig. 14 are respectively obtained when the inductance  $L$  is equal to 2nH and 6nH.

A curve 70 shown in Fig. 15A illustrates the inductance' dependence on the band width obtained on the basis of the graphs of Fig. 14. The band width is defined as the frequency width between the points on the curve where the insertion loss is 3dB greater than the minimum value.

A curve 71 shown in Fig. 15B illustrates an side lobe suppression factor' dependence on the inductance obtained on the basis of the graphs of Fig. 14. It can be seen from Fig. 14 that a sufficient suppression factor is not obtained at a frequency which is 55MHz lower than the center frequency when the inductance L is too large. With the above in mind, an inductance L of 4nH is selected. The value of the inductance L is suitable selected in accordance with the specification of filters.

A curve 68 in Fig. 14 shows a band characteristic of a configuration in which  $L_1 = L_2 = L_3 = 0$  in Fig. 13. It can be seen from comparison between the band characteristic (curve 65) of the first embodiment and that (curve 68) of the conventional filter that the filter 60 according to the first embodiment has a large pass band width (arrow 75), a large side lobe suppression factor (arrows 76), and a low insertion loss (arrow 77).

Figs 16 and 17 show a SAW filter device 80 which functions as the SAW filter 60 shown in Fig. 13. The SAW filter device 80 comprises a ceramic package 81, a filter chip 82, and a lid 83 serving as the ground. The ceramic package 81 is made of alumina ceramics, and has dimensions of 5.5mm (length) x 4mm (width) x 1.5mm (height). Electrode terminals 84-1 - 84-6 made of Au are formed on the ceramic package 81. The filter chip 82 is made of LiTaO<sub>3</sub>, and has dimensions of 2mm (length) x 1.55mm (width) x 0.5mm (thickness).

Resonators R1 - R5 are arranged on the filter chip 82 so that each of the resonators R1 - R5 does not own propagation paths in common with other resonators. Each of the resonators R1 - R5 has an interdigital electrode made of Al-2%Cu in which the number of finger pairs is 100, the aperture length is 80  $\mu$ m, and the film thickness is 3000  $\text{\AA}$ .

Further, two signal line terminals 85-1 and 85-2 for bonding and three ground terminals 85-3, 85-4 and 85-5 are formed on the surface of the filter chip 82. Reference numbers 86-1 - 86-5 indicate bonding wires made of Al or Au. The bonding wires 86-1 - 86-5, each having a diameter of 25  $\mu$ m, connects the terminals 84-1 - 84-5 and the terminals 85-1 - 85-5. The bonding wires 86-1 and 86-2 respectively form parts of the series arms 61a and 61b. The wire 86-3 is connected between the ground electrode terminals 84-3 and 85-3, and the wire 86-4 is connected between the ground electrode terminal 84-4 and 85-5. The wire 86-5 is connected between the ground electrode terminals 84-5 and 85-5. The wires 86-3 - 86-5 are long and, for example, 2.0mm long.

According to the theory of high frequencies, a fine, long wire has an inductance component. According to the theoretical equation of a ribbon inductor located in a space (see Kuraishi, "Exercise Microwave circuit", Tokyo Denki Daigaku Shuppan-Kyoku, pp. 199), the inductances of the wires 86-3, 86-4 and 86-5 are approximately equal to 1nH. It is insufficient to obtain an inductance of 4nH by means of only the wires. As will be described later, inductors are formed on the ceramic package 81 and the filter chip 82. In this manner, the inductors L1, L2 and L3 are formed.

A description will now be given of a SAW filter according to a second embodiment of the present invention. Fig. 18 shows a SAW filter 90 according to the second embodiment of the present invention. In Fig. 18, parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference numbers. The resonator R2 in the series arm 61 has an aperture length  $A_s$  of 80  $\mu$ m. A resonator R1A and the inductor L1 connected in series to each other are provided in the parallel arm 62. The resonator R1A has an aperture length  $A_p$  of 120  $\mu$ m. The aperture length  $A_p$  is larger than the aperture length  $A_s$ , being 1.5 times the aperture length  $A_s$ . The numbers  $N_p$  and  $N_s$  of finger pairs of the resonators R2 and R1A are 100.

The filter 90 shown in Fig. 19 has a band characteristic indicated by a curve 91 shown in Fig. 19. It can be seen from comparison between the curve 91 and the characteristic curve 65 of the filter 60 that the filter 90 has an improved side lobe suppression factor without a change in the pass band width.

Figs. 20A and 20B show a band characteristic' dependence on the aperture length in the filter shown in Fig. 18. More particularly, Fig. 20A shows a curve 92 indicating the dependence on the aperture length with an inductance L of 4nH connected to the resonator, and a curve 93 indicating the dependence on the aperture length without any inductance. The horizontal axis of Fig. 20A denotes the ratio  $A_p/A_s$ , and the vertical axis thereof denotes the side lobe suppression factor (dB). Fig. 20B shows a pass band width s. the ratio  $A_p/A_s$  characteristic. A curve 95 indicates the dependence on inductance with an inductance L of 4nH connected to the resonator, and a curve 96 indicates the dependence on inductance without any inductance.



The following can be seen from Figs. 20A and 20B. First, the side lobe suppression factor increases when making the aperture length  $A_p$  of the resonator R1A in the parallel arm 62 larger than the aperture length  $A_s$  of the resonator R2 in the series arm 61. Second, the effect of the aperture length  $A_p$  of the resonator R1A is increased without deterioration of the pass band width by providing the inductor L1 in the parallel arm 62. It can be seen from the above that the filter 90 has an improved side lobe suppression factor while the pass band width is not narrowed, as compared to the filter 60.

A description will now be given of a third embodiment of the present invention with reference to Fig. 21, in which parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference numbers. A SAW filter 100 shown in Fig. 21 comprises a resonator R1B provided in the parallel arm 62, and the resonator R2 provided in the series arm 61. The number  $N_s$  of finger pairs of the resonator R2 is 100. The inductor L1 is connected in series to the resonator R1B. The number  $N_p$  of finger pairs of the resonator R1B is 150, and is 1.5 times the number  $N_s$  of finger pairs. The aperture lengths  $A_s$  and  $A_p$  of the resonators R2 and R1A are 80  $\mu\text{m}$ .

The filter 100 shown in Fig. 21 has a band characteristic indicated by a curve 101 shown in Fig. 22. It can be seen from comparison between the band characteristic curve 65 of the filter 60 and the characteristic curve 101 of the filter 100 that the filter 100 has an improved side lobe suppression factor indicated by arrows 102 without reducing the pass band width. It can also be seen from comparison between the band characteristic curve 91 of the filter 90 and the characteristic curve 101 that the insertion loss of the filter 100 is less than that of the filter 90. Hence, the filter 100 has an improved side lobe suppression factor while the pass band width is reduced, and has an insertion loss smaller than that of the filter 90.

A description will now be given of a fourth embodiment of the present invention with reference to Fig. 23, in which parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference numbers. A filter 110 according to the fourth embodiment is intended to increase the difference between the resonance frequency  $f_r$  and the antiresonance frequency  $f_a$  of the resonator in the series arm and to thereby improve the band characteristic. Two identical resonators R2 are provided in the series arm 61, and two identical resonators R4 are provided therein. An inductor  $L_s$  having an inductance of 3nH is connected in series to the resonators R2, and another inductor  $L_s$  having an inductance of 3nH is connected in series to the resonators R4. The resonators R1, R3 and R5 are respectively provided in the parallel arms 62, 63 and 64. The filter 110 has a band characteristic indicated by a curve 111 shown in Fig. 24.

A description will now be given of the effects provided by adding one inductor  $L_s$  and two resonators R2 and R4. When one inductor  $L_s$  and two resonators R2 and R4 are omitted from the filter 110, the remaining circuit configuration consists of five resonators R1, R2, R3, R4 and R5. The band characteristic of the remaining circuit configuration is indicated by a curve 68 (see Fig. 14). By adding one inductor  $L_s$ , the pass band width is increased, as indicated by arrows 112 and the side lobe suppression factor is also increased, as indicated by arrows 113. Particularly, the pass band width is large at frequencies higher than the center frequency, and is increased by approximately 15MHz. The band characteristic with the inductor  $L_s$  added to the conventional filter 1 is indicated by curve 114. In this case, a sufficient side lobe suppression factor is not obtained. Hence, two resonators R2 and R4 are further added to the conventional filter 1 with the inductor  $L_s$  added thereto. As indicated by arrows 115, the side lobe suppression factor is improved by approximately 5dB without reducing the band characteristic, and a band characteristic curve 111 can be obtained. It can be seen from comparison between the curves 111 and 68 that the insertion loss is also improved, as indicated by arrows 116. It is possible to use more than two resonators R3 and more than two resonators R4. Further, as indicated by the two-dot chained line in Fig. 23, inductors can be provided in the parallel arms 62 - 64.

A description will now be given of a fifth embodiment of the present invention with reference to Fig. 25, in which parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference numbers. A SAW filter 120 shown in Fig. 25 comprises five resonators R1 - R5, and three inductors L1 - L3. The inductor L1 in the parallel arm 62 has an inductance  $L_{p1}$  of 4nH, and the inductor L2 in the parallel arm 63 has an inductance  $L_{p2}$  of 5.5nH. Further, the inductor L3 in the parallel arm 64 has an inductance  $L_{p3}$  of 7nH.

By making the inductors L1, L2 and L3 have different inductance values, the filter 120 has a band characteristic indicated by a curve 121 shown in Fig. 26. Let us compare the characteristic curve 121 with the characteristic curve 65 (Fig. 14) of the filter 60 shown in Fig. 13 in which all the inductance values are the same as each other. It can be seen from the above that the filter 120 has an improved side lobe characteristic without reducing the pass band width, as compared to the filter 60. The characteristic curve 65 has an attenuation pole 123 located around a frequency of 902MHz, while the



characteristic curve 121 has two attenuation poles 124 and 125 respectively located around 875MHz and 892MHz. A frequency band 126 between the poles 124 and 125 functions as a blocking range 127.

A description will now be given of a sixth embodiment of the present invention with reference to Fig. 27, in which parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference numbers. A SAW filter 130 shown in Fig. 27 comprises two SAW resonators R2 and R4 provided in the series arm 61, and three SAW resonators R1B, R3B and R5B respectively provided in the parallel arms 62, 63 and 64.

As shown in Fig. 28, the resonator R1B has an exciting interdigital electrode 131, and reflectors 132 and 133 respectively disposed on both sides of the electrode 131. The reflectors 132 and 133 are positioned so that  $\beta = 0.4$  in which  $\beta$  is obtained from the following equation:

$$d = (n + \beta) \cdot \lambda$$

where  $d$  is the distance between the center of the electrode 131 and each of the reflectors 132 and 133,  $n$  is an arbitrary integer,  $\beta$  is a real number equal to or less than 1, and  $\lambda$  is the period of the interdigital electrode 131 corresponding to its resonance frequency.

The number of finger pairs of each of the reflectors 132 and 133 is 50. The resonators respectively equipped with the reflectors are indicated by the symbol "\*" shown in Fig. 27. The resonators R3B and R5B respectively provided in the parallel arms 63 and 64 respectively have two reflectors in the same manner as the resonator R1B.

The filter 130 shown in Fig. 27 has a band characteristic indicated by a curve 134 shown in Fig. 29. As compared to the characteristic curve 65 of the filter 60 (Fig. 13), the insertion loss in the filter 130 is improved, as indicated by an arrow 135. A ripple  $r_p$  arises from the arrangement of the reflectors 132 and 133.

A description will now be given of the reason why the reflectors 132 and 133 are arranged in the above-mentioned manner. The influence of the ripple  $r_p$  observed when  $\beta$  is changed from 0 to 0.5 is illustrated by a curve 140 shown in Fig. 30. The smallest ripple width can be obtained at a point 141 at which  $\beta$  is 0.4.

Fig. 31 shows a SAW filter device 150 functioning as the filter 130 shown in Fig. 27. In Fig. 31, parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference numbers as previously. The filter device 150 comprises reflectors 132, 133, 151, 152, 153 and 154.

Variations of the one-terminal-pair SAW resonators R1B, R3B and R5B will now be described.

Fig. 32 shows a first variation R1Ba, which comprises interdigital electrodes 160 and 161 respectively arranged on both sides of the exciting interdigital electrode 131. Each of the interdigital electrodes 160 and 161, which functions as a reflector, is an electrode in which the electric load thereof is of a short-circuit type.

Fig. 33 shows a second variation R1Bb, which comprises strip array type electrodes 167 and 168 respectively arranged on both sides of the electrode 131.

A description will now be given of a seventh embodiment of the present invention with reference to Fig. 34, in which parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference numbers. A SAW filter 170 shown in Fig. 34 comprises two SAW resonators R2 and two resonators R4 respectively provided in the series arm 61, and three SAW resonators R1B, R3B and R5B respectively provided in the parallel arms 62, 63 and 64. Two inductors  $L_s$  are provided in the series arm 61, as shown in Fig. 34.

The filter 170 is obtained by replacing the resonators R1, R3 and R5 shown in Fig. 23 with the resonators R1B, R3B and R5B shown in Fig. 28. As has been described previously, the reflectors 132 and 133 shown in Fig. 28 are positioned so that the condition  $\beta = 0.4$  is satisfied. The filter 170 has a loss of the pass band smaller than that of the filter 110 shown in Fig. 23, and a suppressed ripple.

A description will now be given of an eighth embodiment of the present invention, which is intended to eliminate the ripple  $r_p$  shown in Fig. 29. First of all, a means for effectively eliminating the ripple  $r_p$  arising from the reflectors will be described.

The inventors simulated the relationship between the frequencies at which the ripple  $r_p$  is observed and the electrode thickness. In the simulation, the effects resulting from increasing the film thickness of the

electrode are replaced by increasing the ratio between the acoustic impedance ( $Z_m$ ) obtained under the electrode and the acoustic impedance ( $Z_o$ ) of the free surface. As described in the aforementioned Ikata document, an increase in the electrode thickness increases the weight thereof. Hence, it is possible to consider that an increase in the electrode thickness is proportional to an increase in a discontinuous quantity of the acoustic impedance. With the above in mind, the following equation was prepared:

$$(9) \quad Q = Z_o/Z_m = V_o/V_m = 1 + k/2 + \alpha(t)$$

where  $V_o$  and  $V_m$  respectively denote sound velocities on the free surface and under the electrode,  $k$  is the electromechanical coupling coefficient, and  $t$  is the film thickness of the electrode. Then  $\alpha(t)$  was changed as a parameter proportional to the film thickness  $t$ .

From the equation (9), the center frequency  $f_o$  of the filter is written as follows:

$$(10) \quad f_o = 2f_{o \min} / (1+Q)$$

The equation (10) is consistent with the well-known experimental result in which, as the film thickness increases, the center frequency decreases from the center frequency  $f_{o \min}$  obtained when there is no discontinuity of the acoustic impedance. The results of the simulation show that, as  $\alpha(t)$  increases, that is, the film thickness increases, the frequency position at which the ripple  $r_p$  appears shifts toward the high-frequency range of the pass band, as indicated by an arrow 180 shown in Fig. 35, and finally drops into the attenuation pole on the high-frequency side of the pass band. It will be noted that a ripple  $r_s$  shown in Fig. 35 is caused by the reflectors of the resonators provided in the series arm.

Fig. 36 shows an attenuation quantity vs. frequency characteristic obtained when  $\alpha(t) = 0.8$ . A ripple resulting from the reflectors of the resonators in the parallel arms is located in the attenuation pole on the high-frequency side of the pass band. That is, there is no ripple in the pass band. In addition, the graph of Fig. 36 shows that the insertion loss is very small. In Fig. 36, the resonance frequencies of the resonators in the parallel and series arms are calibrated so that they are located at the frequency position which is 15MHz higher than the original frequency position in order to obtain a center frequency of 932MHz, because the center frequency of the pass band decreases according to the equation (10).

The inventors fabricated chips and measured the band characteristic thereof in order to study the relation to the actual film thickness.

Figs. 37A, 37B and 37C respectively show band characteristic curves 185, 186 and 187 for film thicknesses of 2000 Å, 3000 Å and 4000 Å. In practice, the center frequency is varied by changing the film thickness. The graphs of Figs. 37A, 37B and 37C have been calibrated by changing the period of the interdigital electrode.

A ripple  $r_p$  resulting from the resonators in the parallel arms is superimposed on the characteristic curve 185 for a film thickness of 2000 Å. As the film thickness increases, the ripple  $r_p$  shifts to higher frequencies. The experimental results shown in Figs. 37A, 37B and 37C are consistent with the aforementioned results of the simulation.

However, an insertion loss arising from a bulk wave, which cannot be calculated by simulation, and a resistance loss appear as the film thickness increases (see Ebata et al., "SURFACE ACOUSTIC WAVE RESONATOR ON LITaO3 SUBSTRATE AND ITS APPLICATION TO OSCILLATORS FOR USE IN VTR", Journal of the Institute of Electronics and Communication Engineers of Japan, vol. J66-C, No.1, pp.23 - pp.30, 1988). Further, the correlation between the above insertion loss and the resistance loss is also a very important factor.

Fig. 38-(A) shows a curve 190 of the insertion loss resulting from the bulk wave, and a resistance loss curve 191. A curve 192 shows an experimental characteristic curve. The insertion loss is approximately equal to the resistance loss when the film thickness is 2500 Å. Then, the total loss mainly resulting from the insertion loss starts to increase when the film thickness is approximately 3500 Å.

A curve 193 shown in (B) of Fig. 38 indicates the frequency position  $f_{rp}$  of the ripple  $r_p$  as a function of the identical film thickness of the exciting electrode 131 and the reflectors 132 and 133 shown in Fig. 28. It is concluded, based on the graphs in (A) and (B) of Fig. 38, that the optimum film thickness that results in no ripple and little insertion loss is between 2600 Å and 4000 Å. The above optimum film thickness can be normalized by the period  $\lambda_p$  (4.4  $\mu$ m at 932MHz, see Fig. 28) of the resonators in the parallel arm substantially determined by the center frequency of the filter. The normalized optimum film thickness is between 0.06 and 0.09.

The eighth embodiment of the present invention is based on the results of the above consideration by

the inventors.

Fig. 39 shows a first one-terminal-pair SAW resonator 200 used in the SAW filter according to the eighth embodiment. The resonator 200 comprises an exciting electrode 201, and two reflectors 202 and 203 respectively located on both sides of the electrode 201. The electrode 201 and the reflectors 202 and 203 are made of aluminum (Al) or a mixture or alloy of Al and a few percentage of other metal by weight. The film thickness  $t_1$  of each of the electrodes and the reflectors 202 and 203 is equal to 0.06 - 0.09 times the electrode period  $\lambda p$ . A SAW filter, in which the resonator 200 is applied to each of the resonators R1B, R3B and R5B shown in Figs. 27 and Fig. 34, has a band characteristic indicated by a curve 205 shown in Fig. 40. It can be seen from Fig. 40 that there is no ripple in the pass band. Use of an Al alloy improves the breakdown power performance, as compared to use of Al. Cu or Ti can be mixed with Al.

Fig. 41 shows a variation 210 of the SAW resonator 200. The resonator 210 shown in Fig. 41 comprises an exciting interdigital electrode 211, and two reflectors 212 and 213 respectively located on both sides of the electrode 211. The electrode 211 and the reflectors 212 and 213 are made of Au. The optimum film thickness of the electrode 211 and the reflectors 212 and 213 is determined, taking into account the above-mentioned phenomenon caused due to the influence of an increase in the weights of the electrode 211 and the reflectors 212 and 213. Since the ratio of the density of Al to that of Au is 2.7/18.9, equal to 0.143, the optimum film thickness  $t_2$  is determined by multiplying the optimum film thickness  $t_1$  by 0.143, and is equal to 0.0086 - 0.013 times the electrode period  $\lambda p$ . A SAW filter obtained by applying the resonator 210 to each of the resonators R1B, R3B and R5B has a band characteristic similar to the characteristic shown in Fig. 40, and does not have any ripple in the pass band.

A description will now be given of the structure of the inductors L1, L2 and L3 shown in Fig. 13 according to a ninth embodiment of the present invention, with reference to Fig. 42, in which parts that are the same as parts shown in Fig. 16 are given the same reference numbers. As shown in Fig. 42, zigzag microstrip lines 220 and 221 are formed on the ceramic package 81 and are connected to the terminals 84-3 and 84-5. Ends of the microstrip lines 220 and 221 are connected to the ground. The pattern width of each of the microstrip lines 220 and 221 is 100  $\mu\text{m}$ , and the distance between the microstrip lines 220 and 221 and the ground is 0.5mm. When the dielectric constant of the ceramic package 81 is equal to 9, the inductance values of the microstrip lines 220 and 221 are equal to 2nH.

A description will now be given, with reference to Fig. 43, of a tenth embodiment of the present invention which is another structure of the inductors L1, L2 and L3. In Fig. 43, parts that are the same as parts shown in Fig. 16 are given the same reference numbers as previously. Two zigzag microstrip lines 230 and 231 respectively connected to the resonators R1 and R2 are formed on the filter chip 82. Terminals 85-3 and 85-5 are connected to ends of the microstrip lines 230 and 231. Each of the microstrip lines 230 and 231 is 3000  $\text{\AA}$  thick, 60  $\mu\text{m}$  wide and 2mm in length. When the dielectric constant of the filter chip (LiTaO<sub>3</sub>) 82 is equal to 44, the inductance of the microstrip lines 230 and 231 are equal to 2.2nH.

It is possible to form inductors by suitably combining the bonding wire 86-3, the microstrip line 220 on the ceramic package 81 and the microstrip line 230 on the filter chip 82.

A description will now be given, with reference to Fig. 44, of a SAW filter 240 according to an eleventh embodiment of the present invention. The eleventh embodiment of the present invention is configured as follows. First, the resonance frequency  $f_{rs}$  of the resonators in the series arm is made higher than the antiresonance frequency  $f_{ap}$  of the resonators in the parallel arms in order to increase the pass band width. Second,  $\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$  is selected so that the pass band does not have an extremely large loss.

The previously described embodiments of the present invention require that  $f_{ap} = f_{rs}$ . However, as long as this condition is maintained, the pass band cannot be increased. In order to increase the pass band, the present inventors considered a condition  $f_{ap} < f_{rs}$ , as shown in Fig. 46. It is apparent from Fig. 46 that  $b_x < 0$  within a range  $f_{ap} < f < f_{rs}$  and hence this frequency range is changed to an attenuation band according to the aforementioned theory. However, in practice, the product  $b_x$  can be maintained at a very small value by limiting  $\Delta f (= f_{rs} - f_{ap})$ , and the above frequency range can practically function as a pass band without any substantial attenuation.

Figs. 47A, 47B and 47C show band characteristics of a ladder-type filter obtained when the  $\Delta f (= f_{rs} - f_{ap})$  increases from zero. The filter used in the experiment has a piezoelectric substrate made of LiTaO<sub>3</sub> having an electromechanical coupling coefficient of 0.05, and an Al interdigital electrode having a film thickness of 3000  $\text{\AA}$ . The structure of the electrode is one of two basic units

connected so as to form a ladder-type structure, as shown in Fig. 44. Each of the basic units comprises a first resonator in the parallel arm and a second resonator in the series arm. In order to form the input and output parts of the filter in symmetry to each other, a third resonator is provided in another parallel arm of the final stage. A plurality of basic units are cascaded so as to form a ladder-type structure in order to increase the side lobe suppression factor to a practical value.

However, the insertion loss increases as the number of basic units to be cascaded increases. Hence, it is preferable to determine the number of basic units to be cascaded, taking into account an actual filter specification. The filter being considered is intended to realize a loss equal to or less than 2dB and a side lobe suppression factor equal to or higher than 20dB. The interdigital electrode of each of the resonators in the parallel and series arms is designed to have an aperture length of 180  $\mu\text{m}$  and 50 finger pairs. The ratio  $P (= C_{\text{op}}/C_{\text{os}})$  obtained when  $C_{\text{op}}$  and  $C_{\text{os}}$  are electrostatic capacitances of parallel-arm and series-arm, respectively, is 1 because the electrodes of all the resonators have identical specifications.

Fig. 47A shows a band characteristic when  $\Delta f = 0$ . Fig. 47B shows a band characteristic when  $\Delta f = 10\text{MHz}$ . The band characteristic shown in Fig. 47B is improved so that the pass band width (in which a loss equal to or less than 2.5dB is ensured) is increased to 40MHz, while the band characteristic shown in Fig. 47A has a pass band width of 22MHz. It can be seen from Figs. 47A and 47B that the pass band width is improved particularly for low frequencies. Further, the band characteristic shown in Fig. 47B has an improved side lobe suppression factor. More particularly, the side lobe suppression factor is improved to 20dB from 19dB.

There is a limit regarding improvement due to increase in  $\Delta f$ . Fig. 47C shows a band characteristic when  $\Delta f = 19\text{MHz}$ . The pass band width slightly deteriorates at high frequencies, and this deterioration is approximately equal to 2.5dB, which will increase the ripple in the pass band. In Fig. 47C, a ripple amounting to approximately 1.0dB, which is the allowable ripple limit, is observed. When  $\Delta f$  is further increased, the insertion loss and the in-band ripple increase. Hence, an increase of  $\Delta f = 19\text{MHz}$  is the limit.

The product  $bx$  obtained when  $\Delta f = 19\text{MHz}$  was examined. In the experiment, a SAW resonator provided in a parallel arm shown in Fig. 44 and a SAW resonator provided in a series arm shown therein were separately fabricated. The admittance of the resonator in the parallel arm was measured by means of a circuit configuration shown in Fig. 48A, and the impedance of the resonator in the series arm was measured by means of a circuit configuration shown in Fig. 48B. The measurement of admittance and impedance was carried out by measuring  $S_{21}$  by means of a network analyzer. The measured values of  $S_{21}$  were inserted into equations shown in Figs. 48A and 48B, and the impedance  $Z_p$  and the admittance  $Y_p$  were calculated.

A frequency characteristic shown in Fig. 49 was obtained, which shows the imaginary part of the admittance or impedance, that is, the value of  $b$  or  $x$ . The frequency dependence of the product  $bx$  is as shown in Fig. 50. It can be seen from Fig. 50 that the product  $bx$  is negative and is a small value within  $f_{\text{ap}} < f < f_{\text{rs}}$ . The maximum absolute value  $bx_{\text{max}}$  of the product  $bx$  is given when:

$$f = f_{\text{ap}} f_{\text{rs}}$$

and was equal to 0.06 for the embodiment being considered. That is, when value  $bx_{\text{max}}$  is equal to or smaller than 0.06, the deterioration of the insertion loss can be reduced and the in-band ripple can be suppressed to 1dB or less. If  $\Delta f > 19\text{MHz}$ , the value of  $bx_{\text{max}}$  increases, and both the insertion loss and the in-band ripple will increase to 1dB or greater. This value is not practical. As a result, the value of  $bx_{\text{max}}$  is an upper-limit indicator of characteristic deterioration, and determines the allowable value of  $\Delta f$ .

The above consideration will be generalized. Fig. 51 is an equivalent circuit diagram of a ladder-type filter obtained by approximating the SAW resonators by the double resonance circuits of LC. The impedance  $Z_s$  of the SAW resonator in the series arm and the admittance  $Y_p$  of the SAW resonator in the parallel arm are expressed as follows: where  $\omega_{rs}$ ,  $\omega_{as}$ ,  $\omega_{rp}$ ,  $\omega_{ap}$  are respectively the resonance and antiresonance frequencies of the series-arm resonator and the resonance and antiresonance frequencies of the parallel-arm resonator, and  $\tau$  is the capacitance ratio (inherent in the substrate). The above resonance and antiresonance frequencies as well as the capacitance ratio are written as follows:

$$\omega_{rs} = 2\pi f_{rs} = 1/C_1 s L_1 s$$

$$\omega_{as} = 2\pi f_{as} = \omega_{rs} 1 + 1/\tau$$

$$\omega_{rp} = 2\pi f_{rp} = 1/C_1 p L_1 p$$

$$\omega_{ap} = 2\pi f_{ap} = \omega_{rp} + 1/\tau$$

$$\tau = C_{0s}/C_{1s} = C_{0p}/C_{1p}.$$

The product  $b_x$  is calculated from the equations (11) and (12) as follows:

$$b_x = -[C_{0p}(\omega_{ap} - \omega)(\omega_{rs} - \omega)]/[C_{0s}(\omega_{rp} - \omega)(\omega_{as} - \omega)]$$

The angular frequency  $\omega$  which makes the product  $b_x$  have a pole is obtained from DIFFERENTIAL ( $b_x$ )/DIFFERENTIAL  $\omega = 0$ , and is expressed as follows:

$$(14) \quad \omega = \omega_{ap} \cdot \omega_{rs}$$

The value obtained by inserting the above into the equation (13) is the maximum value of the product  $b_x$  in the pass band. That is,

$$(15) \quad b_{x\max} = -[C_{0p}(1 + 1/\tau)]/C_{0s}\{\tau \cdot \Delta\omega / \omega_{rs}\}$$

where

$$(16) \quad \Delta\omega = \omega_{rs} - \omega_{ap} = 2\pi \cdot \Delta f$$

Fig. 52 shows a relation between  $b_{x\max}$  and  $\Delta f/f_{rs}$  obtained by plotting the equation (15) as a parameter  $P = C_{0p}/C_{0s}$ . The hatched area shown in Fig. 52 corresponds to the condition such that the allowable value of the product  $b_x$  is equal to or smaller than 0.06 obtained by the experiment. Hence, the allowable value  $\alpha$  of  $\Delta f/f_{rs}$  dependent on  $P = C_{0p}/C_{0s}$  can be determined, and is written as follows, by inserting  $b_{x\max} = 0.06$  into the equation (15):

$$(17) \quad \alpha = 1/[P(\tau + \tau)/0.06 - \tau]$$

The capacitance ratio  $\tau$  depends on the substrate material, and is approximately 15 for 36 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> according to the experiment. Hence, the equation (17) can be rewritten as follows:

$$(18) \quad \alpha = 6.67 \times 10 / (4.22P - 1)$$

When  $P = 1$ , then  $\alpha = 0.02$ , and  $\Delta f = 19\text{MHz}$  for the embodiment shown in Fig. 47 having  $f_{rs}$  of 948MHz. That is, the equation (18) stands.

An increase in  $\Delta f$  is effective for a piezoelectric substrate material having a small capacitance ratio  $\tau$ , that is a substrate material having a large electromechanical coupling coefficient. The equation (17) is obtained for such a substrate material.

The capacitance ratio  $\tau$  is proportional to the reciprocal of the electromechanical coupling coefficient  $k$ . The value of the ratio  $\tau$  for 64 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub> ( $k = 0.11$ ) and the value of the ratio  $\tau$  for 41 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub> are respectively 6.8 and 4.4. The above values are obtained using the  $\tau$  value of 36 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> and  $k = 0.05$  (see K. Yamanouchi et al., "Applications for Piezoelectric Leaky Surface Wave", 1990 ULTRASONIC SYMPOSIUM Proceedings, pp.11 - pp.18, 1990).

Fig. 53 shows the relation between the capacitance ratio  $\tau$  and the electromechanical coupling coefficient  $k$ , which is obtained using the values of  $k$  and  $\tau$  of 36 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> and using such a relation that  $k$  is proportional to the reciprocal of  $\tau$ .

From the relation shown in Fig. 53, the values of the capacitance ratios  $\tau$  of 64 DEG and 41 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub> substrates can be obtained and are equal to 6.8 and 4.4, respectively.

The structure of the embodiment shown in Figs. 44 and 45 will now be described. The SAW filter 240 comprises a 36 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub> substrate 241, and has dimensions of 1.5mm x 2mm x 0.5mm. From the input side of the filter 240, a parallel-arm resonator  $R_{p1}$ , a series-arm resonator  $R_{s1}$ , a parallel-arm resonator  $R_{p2}$ , a series-arm resonator  $R_{s2}$ , and a parallel-arm resonator  $R_{p3}$  are arranged in that order. Each of the resonators has reflectors (short-circuit type) 242 respectively provided on both sides of the electrode having an aperture length of 180  $\mu\text{m}$  and 50 finger pairs. Each of the reflectors 242 has 50 finger pairs.

The parallel-arm resonators are the same as the series-arm resonators except for the periods of the interdigital electrodes. The period  $\lambda_p$  of the electrode of each parallel-arm resonator is 4.39  $\mu\text{m}$  (the ratio between the pattern width and the gap is 1:1 and hence the pattern width is approximately 1.1  $\mu\text{m}$  ( $= \lambda_p/4$ )), and the period of the electrode of each series-arm resonator is 4.16  $\mu\text{m}$  (the pattern width is 1.04  $\mu\text{m}$  ( $= \lambda_s/4$ )).

The respective periods are selected using the following equations so that the resonance frequencies (frp, frs) of the respective resonators are equal to the respective predetermined values (frp = 893MHz, frs = 942MHz):  
 $s = V_m / f_{rs}$

$$p = V_m / f_{rp}$$

where  $V_m$  is the sound velocity of the surface wave propagating in the 36 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> crystal for an electrode thickness of 3000 Å, and is experimentally 3920m/s.

The SAW filter 240 having the above structure has a band-pass characteristic having a broad pass band and a low loss, as shown in Fig. 47C, in which  $\Delta f = 19\text{MHz}$ . When only the pattern width  $\lambda p$  in Fig. 45 is changed to  $4.35 \mu\text{m}$ , then  $\Delta f$  becomes 10MHz, and the characteristic shown in Fig. 47B is obtained. The electrode is made of an Al-Cu alloy and is 3000 Å thick, and is arranged so that the surface wave is propagated in the X direction of the piezoelectric substrate 241.

A description will now be given of piezoelectric substrates other than 36 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub>. The capacitance ratio  $\tau$  of 64 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub> is 6.8, and an equation corresponding to the equation (17) is written as follows:  
 "(19)."  $\alpha = 1.47 \times 10 / (4.37P - 1)$

The capacitance ratio  $\tau$  of 41 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub> is 4.4, and an equation corresponding to the equation (17) is written as follows:  
 "(20)."  $\alpha = 2.273 \times 10 / (4.52P - 1)$

As the  $\tau$  value decreases, that is, the electromechanical coupling coefficient increases,  $\alpha$  increases, and the characteristic deteriorates little even if  $\Delta f$  increases.

A description will now be given of a twelfth embodiment of the present invention with reference to Figs. 54 through 57. A SAW filter 250 according to the twelfth embodiment of the present invention is a ladder-type SAW filter having a plurality of basic units (unit sections), each having a SAW resonator in the parallel arm and a SAW resonator in the series arm, and establishes image impedance matching between adjacent unit sections in order to reduce a loss at each connection node. With the above arrangement, it becomes possible to reduce the insertion loss in the pass band.

The twelfth embodiment of the present invention was made with the following consideration. As shown in Figs. 58A and 58B, a band-pass characteristic can be obtained by means of at least one parallel-arm resonator and at least one series-arm resonator. The ladder-type connection comprising one parallel-arm resonator and one series-arm resonator is the unit section of the filter.

It is desirable that the resonance frequency of the series-arm resonator be equal to or higher than the antiresonance frequency of the parallel-arm resonator. Two unit sections respectively shown in Figs. 58A and 58B are available. The series arm of the unit section shown in Fig. 58A series as the input terminal, and the series arm of the unit section shown in Fig. 58B serves as the output terminal. A multi-stage connection comprising a plurality of unit sections is categorized into one of three types shown in Figs. 59A, 59B and 59C. Fig. 59A shows an arrangement in which either the input or the output is a series arm and the other is a parallel arm (asymmetrical type). Fig. 59B shows an arrangement in which both the input and output are parallel arms (symmetrical type). Fig. 59C shows an arrangement in which both the input and output are series arms (symmetrical type).

The insertion loss of the multi-stage connection having  $n$  unit sections is  $n$  times that of the unit section, and the side lobe suppression factor thereof is also  $n$  times that of the unit section. Generally, the insertion loss increases, while the side lobe suppression is improved. Particularly when the insertion loss is approximately zero, the multi-stage connection is an effective means. However, the insertion loss will be larger than  $n$  times that of the unit section unless the impedance matching between the adjacent unit section is good. If the impedance matching is poor, power is reflected at the interfaces between adjacent unit sections (each of the interfaces 1-1 min -  $n-n$  min). The reflection of power increases the insertion loss. When the power reflection occurring at an interface between adjacent unit sections is denoted by  $\Gamma$ , the loss is expressed as  $n \log(\Gamma)$ . Hence, it is important to suppress increase in the insertion loss by establishing an impedance match between adjacent unit sections and suppressing power reflection at each interface between two adjacent unit sections.

A description will now be given of a method for matching the impedances of adjacent unit sections. As shown in Fig. 60, when two circuits 1 and 2, each having four different terminal constants (four

parameters A, B, C and D of an F matrix), are connected to each other so that the impedance matching therebetween is established, the circuits are designed so that image impedances obtained by viewing the circuits 1 and 2 from an interface b-b min are equal to each other. An image impedance  $Z_{i1}$  obtained by viewing the circuit 1 from the interface b-b min can be expressed as follows, using four terminal constants A1, B1, C1 and D1 of the circuit 1:

$$(21). \quad Z_{i1} = D1B1/C1A1$$

Similarly, an image impedance  $Z_{i2}$  obtained by viewing the circuit 2 from the interface b-b min can be expressed as follows:

$$(22). \quad Z_{i2} = A2B2/C2D2$$

The image impedances  $Z_{i1}$  and  $Z_{i2}$  are determined regardless of a load resistance (pure resistance)  $R_0$ .

When the equations (21) and (22) are equal to each other, the following impedance matching condition can be obtained:

$$(23). \quad D1B1/C1A1 = A2B2/C2D2$$

Fig. 61A shows a connection having poor impedance matching, and the condition of the equation (23) is not satisfied. The reflection factor GAMMA obtained by viewing the right circuit from the interface b-b min is expressed as follows:

$$(24). \quad \text{GAMMA} = (Z_s Y_p) / (2 + Z_s Y_p)$$

The values of the  $Z_s$  and  $Y_p$  of a practical element are not equal to zero, and hence the reflection factor GAMMA thereof is not zero.

In a connection shown in Fig. 61B, an image impedance  $Z_{i1}$  obtained by viewing the left circuit from the interface b-b min is obtained as follows, using the equation (21):

$$(25). \quad Z_{i1} = Z_s / Y_p (1 + Z_s Y_p)$$

An image impedance  $Z_{i2}$  obtained by viewing the right circuit from the interface b-b min can be obtained using the equation (22). It will be noted that  $Z_{i2} = Z_{i1}$ . Hence, the impedance matching is established, and the reflection factor GAMMA at the interface b-b min is zero. The above holds true for a connection shown in Fig. 61C.

A description will now be given of a method for cascading a plurality of unit sections in the manner shown in Fig. 61B or 61C. Fig. 62-(A) shows a circuit comprising  $n$  unit sections ( $n > 2$ ), in which the connection method shown in Fig. 61B and the connection method shown in Fig. 61C are alternatively employed. It will be seen from the above description that there is no reflection at each interface.

The circuit shown in (A) of Fig. 62 can be modified, as shown in (B) of Fig. 62, in which two resonators respectively in adjacent parallel nodes are integrated and two adjacent resonators in the series arm are also integrated. The series-arm resonator closest to the input of the filter has an impedance value half that of the resonators located inside the above series-arm resonator. Similarly, the parallel-arm resonator closest to the output of the filter has an admittance value half that of the resonators located inside the above parallel-arm resonator.

Figs. 63A, 63B and 63C show configurations obtained by applying the above modifying method shown in Fig. 62 to the configurations shown in Figs. 59A, 59B and 59C, respectively. More particularly, Fig. 63A shows an impedance matching method corresponding to the matching method shown in Fig. 59A, in which either the input or output of the filter is the series arm and the other is the parallel arm. In the configuration shown in Fig. 63A, the impedance of the series-arm resonator located at one end of the filter is half that of each inner series-arm resonator, and the admittance of the parallel-arm resonator located at the other end of the filter is half that of each inner parallel-arm resonator.

Fig. 63B shows an impedance matching method corresponding to the matching method shown in Fig. 59B. In the configuration shown in Fig. 63B, each of two parallel-arm resonators located at respective ends thereof has an admittance value half that of the inner parallel-arm resonator.

Fig. 63C shows an impedance matching method corresponding to the matching method shown in Fig. 59C. In the configuration shown in Fig. 63C, each of the two series-arm resonators located at respective ends thereof has an impedance value half that of the inner series-arm resonators.

A further description will now be given of the twelfth embodiment of the present invention based on the above-mentioned concept. The SAW filter 250 according to the twelfth embodiment has the equivalent circuit shown in Fig. 54, and the practical structure shown in Fig. 55. As shown in Fig. 54, it has three series-arm resonators  $R_{s1}$ ,  $R_{s2}$  and  $R_{s3}$ , and three parallel-arm resonators  $R_{p1}$ ,  $R_{p2}$  and  $R_{p3}$ . Each of the six resonators has an identical aperture length (90  $\mu\text{m}$ ), and an identical number of finger pairs



(100). Each of the resonators has two short-circuit-type reflectors respectively located on two opposite sides of the interdigital electrode in order to increase Q. Each of the reflectors has approximately 100 finger pairs. The series-arm resonators Rs1, Rs2 and Rs3 have an identical finger period ( $\lambda_s$ ) of  $4.19 \mu\text{m}$ . The parallel-arm resonators Rp1, Rp2 and Rp3 have an identical finger period  $\lambda_p$  of  $4.38 \mu\text{m}$ , which is different from the value of  $\lambda_s$ .

Fig. 64 shows a conventional SAW filter related to the SAW filter 250 according to the twelfth embodiment of the present invention. In each of the filters shown in Figs. 54 and 64, the design specification of each series-arm SAW resonator indicated by impedance  $Z_s$  is such that the aperture length is  $90 \mu\text{m}$  and the number of finger pairs is 100. The design specification of each parallel-arm SAW resonator indicated by admittance  $Y_p$  is the same as the above design specification. The piezoelectric substrate crystal is made of 36 DEG Y-cut X-propagation LiNbO<sub>3</sub>. On the crystal substrate, an interdigital pattern for each SAW resonator formed with an Al alloy pattern having a thickness of 3000 Å is provided.

Curve 251 of the solid line shown in Fig. 56 indicates the characteristic of the filter 250. Curve 252 of the broken line shown in Fig. 56 indicates the characteristic of the filter shown in Fig. 64. It can be seen from Fig. 56 that the filter 250 has an insertion loss less than that of the filter shown in Fig. 64, and particularly the insertion loss at both ends of the pass band in the filter 250 is greatly improved.

Curve 253 shown in Fig. 57 shows a band characteristic of the conventional filter shown in Fig. 64, in which the number of finger pairs of only the parallel-arm resonator indicated by admittance  $Y_p$  is reduced from 100 to 80 to thereby reduce the value of the admittance  $Y_p$ . It can be seen from Fig. 57 that the insertion loss in the pass band is improved. It may be said that the insertion loss can be somewhat improved even by reducing the admittance of the resonator at the end of the filter by a quantity less than 1/2. The above holds true for impedance.

The embodiment based on the basic structure shown in Fig. 63A has been described. A variation in which a number of unit sections are provided at the center of the filter has the same advantages as the above embodiment.

A description will now be given, with reference to Fig. 65, of a SAW filter 260 according to a thirteenth embodiment of the present invention. The SAW filter 260 is based on the basic structure shown in Fig. 63B, and has the same insertion loss improvement as shown by the curve 251 in Fig. 56.

Fig. 66 shows a SAW filter 270 according to a fourteenth embodiment of the present invention. The filter 270 is based on the basic structure shown in Fig. 63C. The filter 270 has the same insertion loss improvement as shown by the curve 215 in Fig. 56.

Figs. 67 and 68 show a SAW filter 280 according to a fifteenth embodiment of the present invention. The present embodiment is based on such a consideration that the insertion loss depends on a resistance component and a conductance component of the interdigital electrode. With the above in mind, the fifteenth embodiment is intended to reduce the resistance component of each series-arm resonator and reduce the conductance component of each parallel-arm resonator and to thereby reduce the total insertion loss of a filter in which resonators make a ladder-type connection.

Referring to Fig. 67, SAW resonators Rs1, Rs2 and Rs3 are provided in the series arm, and SAW resonators Rp1, Rp2 and Rp3 are provided in the respective parallel arms. The resonance frequency  $f_{rs}$  of each of the resonators in the series arm is different from the resonance frequency  $f_{rp}$  of each of the resonators in the parallel arms.

It will now be assumed that the admittance of each parallel-arm resonator is expressed as follows:

$$(26) \quad Y_p = g + j.b$$

where  $g$  denotes a conductance component, and  $b$  denotes a susceptance. Further, it will be assumed that the impedance of each series-arm resonator is expressed as follows:

$$(27) \quad Z_s = r + j.x$$

where  $r$  denotes a resistance component, and  $x$  denotes a reactance component.

Under the above assumptions, the frequency characteristics of  $g$ ,  $b$ ,  $r$  and  $x$  are as shown in Fig. 71. The susceptance component  $b$  (indicated by the dot chained line) of the admittance  $Y_p$  of the parallel-arm resonator has the largest value at the resonance frequency  $f_{rp}$ , at which the sign thereof changes from + to -. Further, the susceptance component  $b$  becomes zero at the antiresonance frequency  $f_{ap}$ , at which the sign thereof changes from - to +. The conductance component  $g$  (one-dot chain line) has the largest value at the antiresonance frequency  $f_{ap}$ , and rapidly decreases and approaches zero. The value of the conductance component  $g$  assumes only the plus sign.

The reactance component  $x$  (indicated by the solid line in Fig. 71) of the impedance  $Z_s$  of the series-arm resonator becomes zero at the resonance frequency  $f_{rs}$ , and the largest value at the antiresonance frequency  $f_{as}$ . Further, the sign of the reactance component  $x$  changes from  $+$  to  $-$ , and approaches zero from the minus side in a range higher than  $f_{as}$ . The resistance component  $r$  gradually increases from zero to the largest value at the antiresonance frequency  $f_{as}$ , and then gradually decreases. The resistance component  $r$  assumes only the plus sign.

In order to obtain a filter characteristic, the antiresonance frequency  $f_{ap}$  of the parallel-arm resonator is equal to or slightly smaller than the resonance frequency  $f_{rs}$  of the series-arm resonator.

A graph depicted in the lower portion of Fig. 71 shows the band characteristic of the filter circuit. The pass band is formed around  $f_{ap}$  APPROX  $f_{rs}$ , and the other frequency range serves as an attenuation range. It can also be seen from Fig. 71 that  $b$  and  $x$  are respectively zero around the center frequency of the pass band. Hence, the pass band characteristic of the filter is determined by only  $r$  and  $g$ , and the following is obtained:

$$(28) S_{21} = 100 / (100 + r + 50r \cdot g + 2500g)$$

Since  $r > 0$  and  $g > 0$ ,  $S_{21}$  becomes smaller than 1 as both  $r$  and  $g$  increase, and the insertion loss written as  $20 \log S_{21}$  also increases. Hence, the insertion loss decreases as both  $r$  and  $g$  are closer to zero.

A description will now be given of a consideration concerning which part of the interdigital electrode is related to the resistance component  $r$  and the conductance component  $g$ . The above consideration takes into account a resistance  $r_1$  inserted in the equivalent circuit shown in Fig. 5B. The resistance  $r_1$  is the sum of the electric resistance component of the interdigital electrode and an acoustic resistance component corresponding to an energy loss encountered while bulk waves generated from ends of the fingers are propagated inside the substrate. The resistance component resulting from emission of bulk waves is little dependent on the shape of the interdigital electrodes, and is hence proportional to the electric resistance  $r_1$  of the interdigital electrode. Particularly,  $r = r_1$  around the center frequency of  $x = 0$ .

The conductance component  $g$  of the admittance of the parallel-arm resonator is proportional to the conductance  $1/r_1$  of the electric resistance of the interdigital electrode.

The following equation is known:

$$(29) r = l_s \cdot \rho_0 / (N_s \cdot W \cdot t)$$

where  $\rho_0$  denotes the resistivity of the fingers of the interdigital electrodes,  $W$  denotes the width of each finger,  $t$  denotes the film thickness of each finger,  $l_s$  denotes the aperture length of the series-arm resonator, and  $N_s$  denotes the number of finger pairs.

The conductance component  $g$  is obtained as follows if the same substrate and the same metallic film as those used in the series-arm resonator are employed:

$$(30) g = N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_0)$$

where  $l_p$  denotes the aperture length of the parallel-arm resonator, and the  $N_p$  denotes the number of finger pairs. It will be noted that  $\rho_0$ ,  $W$  and  $t$  in the parallel-arm resonator are almost the same as those in the series-arm resonator.

Hence, an increase in the insertion loss in the equation (28) is expressed as follows:

$$(31) r + 50r \cdot g + 2500g = l_s \cdot \rho_0 / (N_s \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_s / l_p) \cdot (N_p / N_s) + 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_0)$$

It can be seen from equation (31) that the insertion loss of the series-arm resonator becomes smaller as the aperture length  $l_s$  and the number  $N_s$  of finger pairs increase, and that the insertion loss of the parallel-arm resonator becomes smaller as the aperture length  $l_p$  and the number  $N_p$  of finger pairs increase. Particularly, the insertion loss can be effectively reduced when  $l_s / l_p < 1$  and  $N_p / N_s < 1$ , that is, when the aperture length of the series-arm resonator is smaller than that of the parallel-arm resonator, and the number of finger pairs of the series-arm resonator is larger than the number of finger pairs of the parallel-arm resonator.

The reason for the above will now be described. In equation (31),  $r = r_s$  ( $r_s$ : electric resistance of the series-arm resonator), and  $g = 1/r_p$  ( $r_p$ : electric resistance of the parallel-arm resonator), and therefore the following expression can be obtained: Hence, an increase in the insertion loss can be suppressed when  $(r_s / r_p) < 1$ , that is,  $r_s < r_p$ .

If  $l_s$  is too short, a loss resulting from diffraction of the surface wave takes place. If  $l_p$  is too long, a

decrease in Q of the parallel-arm resonator due to resistance increase appears, and the side lobe suppression factor is deteriorated. Hence, there is a limit on  $l_s$  and  $l_p$ .

The equation (31) can be modified as follows:

"(32)."  $r + 50r_g + 2500g = l_s \cdot \rho_0 / (N_s \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_s / l_p) \cdot (N_p / N_s) \cdot (t_p \cdot t_s) + 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t_p / (l_p \cdot \rho_0)$   
 where  $t_s$  denotes the film thickness of the metallic film forming the interdigital electrode of the series-arm resonator, and  $t_p$  denotes the film thickness of the metallic film forming the interdigital electrode of the parallel-arm resonator. Hence, the insertion loss can be reduced when  $t_p / t_s$ .

It is possible to use resonators, each having two different metallic films having different resistivity values ( $\rho_{os}$ ,  $\rho_{op}$ ) and to arrange these resonators in the parallel and series arms, so that  $\rho_{os} / \rho_{op} l_s$ , and  $N_s > N_p$ . Further,  $l_s / l_p = 0.25$ , and  $N_p / N_s = 0.25$ . The electrostatic C0 of the interdigital electrode based on the product of the number of finger pairs and the aperture length is kept constant.

In Fig. 69, solid line 281 indicates the characteristic of the present embodiment, and broken line 282 indicates the characteristic of the conventional filter. The conventional filter has an insertion loss of 2.5dB, while the present embodiment has an insertion loss of 2.0dB. That is, the insertion loss is improved by 0.5dB, in other words, 25%. Further, since an increased number of finger pairs of the series-arm resonator is used, the breakdown power performance is improved, and the applicable maximum power is improved by 20%.

In the present embodiment, a diffraction loss appears when  $l_s$  is equal to or less than 30  $\mu m$ , and the side lobe starts to deteriorate when  $l_p$  is equal to or larger than 300  $\mu m$ . Hence, the  $l_s$  and  $l_p$  are limited to the above values. It can be seen from the above that the insertion loss in the pass band is improved by decreasing the electric resistance of the series-arm and increasing the electric resistance of the parallel arm (decreasing the conductance). It is also possible to use a parallel-arm resonator having a film thickness larger than that of the series-arm resonator. Even with this structure, it is possible to reduce the insertion loss in the pass band.

A description will now be given, with reference to Fig. 72, of a wave filter according to a sixteenth embodiment of the present invention. The wave filter (branching filter) shown in Fig. 72 comprises two SAW filters F1 and F2 having input terminals connected to a pair of common signal terminals T0 via common nodes a and b. The SAW filter F1 has a pair of signal terminals T1, and the SAW filter F2 has a pair of signal terminals T2. A pair of signal lines  $l_h$  and  $l_c$  connects the nodes a and b to the SAW filter F1, and another pair of signal lines  $l_h$  and  $l_c$  connects the nodes a and b to the SAW filter F2.

The SAW filter F1 comprises a series-arm SAW resonator  $R_{so}$ , and a parallel-arm SAW resonator  $R_p$ , which resonators are configured as has been described previously. The resonator  $R_{so}$  is connected to the common node a, and hence serves as a resonator of the first stage of the SAW resonator F1. A plurality of pairs of series-arm resonator and parallel-arm resonator are cascaded in the SAW filter F1. The SAW filter F2 is configured in the same manner as the SAW filter F1.

The SAW filters F1 and F2 respectively have different band center frequencies. For example, the SAW filter F1 has a band center frequency  $f_1$  of 887MHz, and the SAW filter F2 has a band center frequency  $f_2$  of 932MHz. In this case, the frequency  $f_1$  is lower than the frequency  $f_2$ .

Fig. 73 is a Smith's chart of the wave filter shown in Fig. 72. In Fig. 72, P indicates the pass band of the wave filter, A indicates a low-frequency-side attenuation band, and B indicates a high-frequency-side attenuation band. It can be seen from Fig. 73 that the characteristic impedance of the circuit shown in Fig. 72 is equal to 50  $\Omega$ , while the impedances of the attenuation bands A and B are greater than 50  $\Omega$ . This means that the wave filter shown in Fig. 72 has the impedance characteristics of the respective band-pass filters.

A description will now be given, with reference to Figs. 74 and 75, of a wave filter according to a seventeenth embodiment of the present invention. In Fig. 74, parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference symbols.

As has been described previously, the SAW filters F1 and F2 satisfy the condition  $f_1 < f_2$ . If the SAW band-pass filters F1 and F2 have characteristics as shown in Fig. 75, the filter F1 is maintained in a high-impedance state within the pass band frequency band of the filter F2. In this case, there is no need to provide an impedance matching circuit M to the filter F1, and the same characteristic as the characteristic of the filter F2 alone can be obtained.

However, the filter F2 does not have a high impedance within the low-frequency attenuation band A thereof, and crosstalk may take place. Hence, it is necessary to increase the impedance within the low-

frequency attenuation band A of the filter F2.

An impedance matching circuit M for increasing the impedance in the low-frequency attenuation band A thereof is connected between the nodes a and b and the filter F2. The impedance matching circuit M includes an inductor L, which is a high-impedance element for rotating the phase of signal. The inductor L has an inductance of, for example, 6nH. The inductor L can be formed with, for example, a metallic strip line made of, for example, gold, tungsten, or copper, and formed on a glass-epoxy or ceramic substrate. The strip line formed on the glass-epoxy substrate has a width of 0.5mm and a length of 11mm, and the strip line formed on the ceramic substrate has a width of 0.2mm and a length of 6mm.

As shown in Fig. 75, the impedance matching circuit M provided for the filter F2 rotates the phase in the direction indicated by the arrow, and the impedance of the filter F2 in the low-frequency attenuation band A can be increased.

Fig. 76 shows a wave filter according to an eighteenth embodiment of the present invention. In Fig. 76, parts that are the same as parts shown in the previously described figures are given the same reference symbols. The wave filter shown in Fig. 76 can be obtained by connecting a capacitor C, which corrects the quantity of phase rotation of the inductor L, in series between the inductor L and the series-arm resonator Rso. There is a possibility that a suitable impedance matching may be not obtained by means of only inductor L. As shown in a Smith's chart shown in Fig. 77, the phase is rotated in the direction indicated by the arrow shown in Fig. 77 first, and is rotated by means of the inductor L second.

Fig. 78 shows a wave filter according to a nineteenth embodiment of the present invention. The filter F1 comprises the series-arm SAW resonator Rso and the parallel-arm SAW resonator Rp, which are connected so that the series-arm resonator is located at the first stage of the filter F1. The parallel-arm SAW resonator Rpo of the filter F is located at the first stage of the filter F. A line S for use in phase rotation is connected in series to the SAW filter F2. It is possible to increase the impedance of the filter F1 within the high-frequency attenuation band B thereof even by an arrangement such that only the filter F1 has the series-arm resonator of the first stage. In this case, the resonator of the first stage of the filter F2 is the parallel-arm resonator Rpo connected in parallel to the pair of common signal terminals T0, and the low-frequency attenuation band A of the filter F2 (corresponding to the pass band of the filter F19 does not have a high impedance. Hence, according to the present embodiment, the phase rotation line S is connected in series to the filter F2.

As shown in Fig. 79, the direction of phase rotation caused by the line S is opposite to the directions shown in Figs 75 and 77. However, as shown in Fig. 80, suitable matching of the filter F2 can be obtained. In this case, the length of the line S formed on the glass-epoxy substrate is approximately 25mm, and the length of the line S formed on the ceramic substrate is approximately 26mm.

A variation of the configuration shown in Fig. 78 can be made by providing the inductor L in the same manner as shown in Fig. 74. It is also possible to further provide the capacitor C in the same manner as shown in Fig. 76.

The band center frequencies f1 and f2 of the sixteenth through nineteenth embodiments of the present invention are not limited to 887MHz and 932MHz.

The present invention is not limited to the specifically disclosed embodiments, and variations and modifications may be made without departing from the scope of the present invention.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

## Claims

1. A SAW filter characterized by comprising :  
a first SAW resonator (21, R1A, R1B) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frp), said first SAW resonator being provided in a parallel arm (24) of the SAW filter;  
a second SAW resonator (23) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frs) approximately equal to a predetermined antiresonance frequency of the first SAW resonator (fap), said second SAW resonator being provided in a series arm (24) of the SAW filter; and  
an inductance element (25, L1) connected in series to the first SAW resonator in the parallel arm.

2. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that an aperture length ( $A_p$ ) of the first SAW resonator (R1A) is larger than an aperture length ( $A_s$ ) of the second SAW resonator.
3. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that a number ( $N_p$ ) of electrode finger pairs of the first SAW resonator (R1B) is larger than a number ( $N_s$ ) of electrode finger pairs of the second SAW resonator (R2).
4. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that the first SAW resonator comprises an exciting interdigital electrode (131), and first and second reflectors (132, 133) respectively located on opposite sides of the exciting electrode so that  $\beta$  is equal to 0.4 in which said  $\beta$  is defined in the following equation:  

$$d = (n + \beta) \cdot \lambda$$
 where  $d$  denotes a distance between the exciting electrode and each of the first and second reflectors,  $n$  is an integer,  $\beta$  is a real number equal to or less than 1, and  $\lambda$  denotes a period of the exciting interdigital electrode corresponding to the resonance frequency.
5. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that:  
 the exciting interdigital electrode and the first and second reflectors comprises either aluminum or an aluminum alloy containing a few percentage of metal other than aluminum by weight; and  
 film thicknesses of the exciting interdigital electrode and the first and second reflectors are equal to 0.06 - 0.09 times the period of the exciting interdigital electrode.
6. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that:  
 the exciting interdigital electrode and the first and second reflectors comprise either gold or a gold alloy containing a few percentage of metal other than gold by weight; and  
 film thicknesses of the exciting interdigital electrode and the first and second reflectors are equal to 0.0086 - 0.013 times the period of the exciting interdigital electrode.
7. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that said inductance element comprises a bonding wire.
8. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that said inductance element comprises:  
 a ceramic package (81) accommodating a filter chip (82) on which the first and second SAW resonators are formed; and  
 a microstrip line (220) which is formed on the ceramic package and extends from the first SAW resonator to a terminal (84-3).
9. The SAW filter as claimed in claim 1, characterized in that said inductance element comprises:  
 a ceramic chip (82) on which the first and second SAW resonators are formed; and  
 a microstrip line (230) which is formed on the ceramic chip and extends from the first SAW resonator.
10. A SAW filter characterized by comprising:  
 a plurality of first SAW resonators (R1, R3, R5), each having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frp), said first SAW resonators being respectively provided in parallel arms (62-64) of the SAW filter;  
 a plurality of second SAW resonators (R2, R4), each having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frs) approximately equal to a predetermined antiresonance frequency of the first SAW resonator (fap), said second SAW resonators being provided in a series arm (61) of the SAW filter; and  
 inductance elements (Ls) respectively connected in series to the second SAW resonators.
11. The SAW filter as claimed in claim 10, characterized in that:  
 each of the first SAW resonators comprises an exciting interdigital electrode (131), and first and second reflectors (132, 133) respectively located on opposite sides of the exciting electrode so that  $\beta$  is equal to 0.4 in which said  $\beta$  is defined in the following equation:  

$$d = (n + \beta) \cdot \lambda$$
 where  $d$  denotes a distance between the exciting electrode and each of the first and second reflectors,  $n$  is an integer,  $\beta$  is a real number equal to or smaller than 1, and  $\lambda$  denotes a period of the exciting interdigital electrode corresponding to the resonance frequency.
12. The SAW filter as claimed in claim 11, characterized in that said inductance elements comprise:  
 a ceramic package (81) accommodating a filter chip (82) on which the first and second SAW resonators are formed; and  
 microstrip lines (220) which are formed on the ceramic package and extend from the first SAW

resonators to terminals.

13. The SAW filter as claimed in claim 11, characterized in that said inductance elements comprise: a ceramic chip (82) on which the first and second SAW resonators are formed; and microstrip lines (230) which are formed on the ceramic chip and extend from the first SAW resonators.

14. A SAW filter characterized by comprising:  
a plurality of first SAW resonators (R1, R3, R5), each having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frp), said first SAW resonators being respectively provided in parallel arms (62-64) of the SAW filter;  
a plurality of second SAW resonators (R2, R4), each having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frs) approximately equal to the predetermined antiresonance frequency of the first SAW resonator (fap), said second SAW resonators being provided in a series arm (61) of the SAW filter; and  
inductance elements (L1, L2, L3) respectively connected in series to the first SAW resonators in the parallel arms.

15. A SAW filter characterized by comprising:  
a first SAW resonator (Rp1-Rp3) having a pair of terminals, a first resonance frequency (frp), and a first antiresonance frequency (fap) based on the first resonance frequency and a first capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the first resonance frequency, said first SAW resonator being provided in a parallel arm of the SAW filter; and  
a second SAW resonator (Rs1, Rs2) having a pair of terminals, a second resonance frequency (frs), and a second antiresonance frequency (fas) based on the second resonance frequency and a second capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the second resonance frequency, said second SAW resonator being provided in a series arm of the SAW filter,  
wherein:  
the second resonance frequency is higher than the first antiresonance frequency; and  
a difference between the second resonance frequency and the first antiresonance frequency is equal to a value which provides an allowable ripple range and an allowable insertion loss.

16. The SAW filter as claimed in claim 15, characterized in that:  
the first and second SAW resonators are formed on a piezoelectric substrate;  
the second SAW comprises an interdigital electrode which is formed on the piezoelectric substrate and which has a predetermined period; and  
a normalized value obtained by normalizing said difference by the second resonance frequency is larger than zero, and is smaller than a defined by the following equation:  
$$\alpha = 1/P(\tau + \tau)/0.06 - \tau$$
  
where P is a ratio of an electrostatic capacitance based on an aperture length and a number of finger pairs of the interdigital electrode of the second SAW resonator to an electrostatic capacitance based on an aperture length and a number of finger pairs of an interdigital electrode of the first SAW resonator.

17. The SAW filter as claimed in claim 15, characterized in that:  
the first and second SAW resonators are formed on a piezoelectric substrate;  
the second SAW comprises an interdigital electrode which is formed on the piezoelectric substrate and which has a predetermined period; and  
said piezoelectric substrate comprises 36 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> (241); and  
the predetermined period of the interdigital electrode of the second SAW resonator is selected so that said normalized ratio is larger than zero and is smaller than said  $\alpha$  defined by the following equation:  
$$\alpha = 6.67 \times 10 / (4.22P - 1)$$
  
where P is a ratio of an electrostatic capacitance based on an aperture length and a number of finger pairs of the interdigital electrode of the second SAW resonator to an electrostatic capacitance based on an aperture length and a number of finger pairs of an interdigital electrode of the first SAW resonator.

18. The SAW filter as claimed in claim 15, characterized in that:  
the first and second SAW resonators are formed on a piezoelectric substrate;  
the second SAW comprises an interdigital electrode which is formed on the piezoelectric substrate and which has a predetermined period; and  
said piezoelectric substrate comprises 64 DEG Y-cut X-preparation LiTaO<sub>3</sub> (241); and  
the predetermined period of the interdigital electrode of the second SAW resonator is selected so that said normalized ratio is larger than zero and is smaller than said  $\alpha$  defined by the following equation:  
$$\alpha = 1.47 \times 10 / (4.37P - 1)$$
  
where P is a ratio of an electrostatic capacitance based on an aperture length and a number of finger pairs of the interdigital electrode of the second SAW resonator to an electrostatic capacitance based on

an aperture length and a number of finger pairs of an interdigital electrode of the first SAW resonator.

19. The SAW filter as claimed in claim 15, characterized in that:  
 the first and second SAW resonators are formed on a piezoelectric substrate;  
 the second SAW comprises an interdigital electrode which is formed on the piezoelectric substrate and which has a predetermined period; and  
 said piezoelectric substrate comprises 41 DEG Y-cut X-propagation LiTaO<sub>3</sub> (241); and  
 the predetermined period of the interdigital electrode of the second SAW resonator is selected so that said normalized ratio is larger than zero and is smaller than said  $\alpha$  defined by the following equation:  

$$\alpha = 2.273 \times 10 / (4.52P - 1)$$
  
 where P is a ratio of an electrostatic capacitance based on an aperture length and a number of finger pairs of the interdigital electrode of the second SAW resonator to an electrostatic capacitance based on an aperture length and a number of finger pairs of an interdigital electrode of the first SAW resonator.

20. A SAW filter characterized by comprising:  
 a plurality of first SAW resonators (Rp1-Rp3), each having a pair of terminals, a first resonance frequency (frp), and a first antiresonance frequency (fap) based on the first resonance frequency and a first capacitance ratio (  $\tau$  ) and higher than the first resonance frequency, said first SAW resonators being respectively provided in parallel arms of the SAW filter; and  
 a plurality of second SAW resonators (Rs1, Rs2), each having a pair of terminals, a second resonance frequency (frs), and a second antiresonance frequency (fas) based on the second resonance frequency and a second capacitance ratio (  $\tau$  ) and higher than the second resonance frequency, said second SAW resonators being provided in a series arm of the SAW filter,  
 wherein:  
 the first and second SAW resonators are connected so that a ladder-type filter structure is formed;  
 the second resonance frequency is higher than or equal to the first antiresonance frequency;  
 a first outermost arm closest to either an input or an output of the SAW filter is said series arm, and a second outermost arm closest to a remaining one of the input and the output is one of the parallel arms; and  
 one of the second SAW resonators provided in the first outermost arm has an impedance smaller than that of each of remaining second SAW resonators provided in the series arm and located inside said one of the second SAW resonators.

21. The SAW resonator as claimed in claim 20, characterized in that one of the first SAW resonators provided in the second outermost arm has an admittance smaller than that of each of remaining first SAW resonators provided in the parallel arms and located inside said one of the first SAW resonators.

22. The SAW resonator as claimed in claim 20, characterized in that the impedance of said one of the second SAW resonators is half that of each of the remaining second SAW resonators.

23. The SAW resonator as claimed in claim 21, characterized in that the impedance of said one of the second SAW resonators is half that of each of the remaining second SAW resonators.

24. The SAW resonator as claimed in claim 20, characterized in that:  
 a first electrostatic capacitance based on a first product is larger than a second electrostatic capacitance based on a second product;  
 the first product is a product of an aperture length of said one of the second SAW resonators in the first outermost arm, a number of finger pairs thereof, and a dielectric constant of a substrate of the first and second SAW resonators; and  
 the second product is a product of an aperture length of each of said remaining second SAW resonators, a number of finger pairs thereof, and said dielectric constant.

25. The SAW resonator as claimed in claim 20, characterized in that each of said remaining second SAW resonators in the series arm comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same capacitance as said one of the second SAW resonators provided in the first outermost arm.

26. The SAW resonator as claimed in claim 21, characterized in that:  
 a first electrostatic capacitance based on a first product is larger than a second electrostatic capacitance based on a second product;  
 the first product is a product of an aperture length of said one of the second SAW resonators in the first outermost arm, a number of finger pairs thereof, and a dielectric constant of a substrate of the first and second SAW resonators; and  
 the second product is a product of an aperture length of each of said remaining second SAW resonators, a number of finger pairs thereof, and said dielectric constant.



27. The SAW resonator as claimed in claim 21, characterized in that each of said remaining second SAW resonators in the series arm comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same impedance as said one of the second SAW resonators provided in the first outermost arm.

28. The SAW resonator as claimed in claim 21, characterized in that the admittance of said one of the first SAW resonators is half that of each of the remaining first SAW resonators.

29. The SAW resonator as claimed in claim 21, characterized in that:  
a first electrostatic capacitance based on a first product is larger than a second electrostatic capacitance based on a second product;  
the first product is a product of an aperture length of said one of the first SAW resonators in the second outermost arm, a number of finger pairs thereof, and a dielectric constant of a substrate of the first and second SAW resonators; and  
the second product is a product of an aperture length of each of said remaining first SAW resonators, a number of finger pairs thereof, and said dielectric constant.

30. The SAW resonator as claimed in claim 21, characterized in that each of said remaining first SAW resonators in the parallel arms comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same capacitance as said one of the first SAW resonators provided in the second outermost arm.

31. The SAW resonator as claimed in claim 23, characterized in that:  
a first electrostatic capacitance based on a first product is larger than a second electrostatic capacitance based on a second product;  
the first product is a product of an aperture length of said one of the second SAW resonators in the first outermost arm, a number of finger pairs thereof, and a dielectric constant of a substrate of the first and second SAW resonators; and  
the second product is a product of an aperture length of each of said remaining second SAW resonators, a number of finger pairs thereof, and said dielectric constant.

32. The SAW resonator as claimed in claim 23, characterized in that each of said remaining second SAW resonators in the series arm comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same capacitance as said one of the second SAW resonators provided in the first outermost arm.

33. The SAW resonator as claimed in claim 28, characterized in that:  
a first electrostatic capacitance based on a first product is larger than a second electrostatic capacitance based on a second product;  
the first product is a product of an aperture length of said one of the first SAW resonators in the second outermost arm, a number of finger pairs thereof, and a dielectric constant of a substrate of the first and second SAW resonators; and  
the second product is a product of an aperture length of each of said remaining first SAW resonators, a number of finger pairs thereof, and said dielectric constant.

34. The SAW resonator as claimed in claim 28, characterized in that each of said remaining first SAW resonators in the parallel arms comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same capacitance as said one of the first SAW resonators provided in the second outermost arm.

35. A SAW filter characterized by comprising:  
a plurality of first SAW resonators (Rp1-Rp3), each having a pair of terminals, a first resonance frequency (frp), and a first antiresonance frequency (fap) based on the first resonance frequency and a first capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the first resonance frequency, said first SAW resonators being respectively provided in parallel arms of the SAW filter; and  
a plurality of second SAW resonators (Rs1, Rs2), each having a pair of terminals, a second resonance frequency (frs), and a second antiresonance frequency (fas) based on the second resonance frequency and a second capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the second resonance frequency, said second SAW resonators being provided in a series arm of the SAW filter,  
wherein:  
the first and second SAW resonators are connected so that a ladder-type filter structure is formed;  
the second resonance frequency is higher than or equal to the first antiresonance frequency;  
a first outermost arm closest to either an input or an output of the SAW filter is said series arm, and a second outermost arm closest to a remaining one of the input and the output is one of the parallel arms; and  
one of the first SAW resonators provided in the second outermost arm has an admittance smaller than

that of each of remaining first SAW resonators provided in the parallel arms and located inside said one of the first SAW resonators.

36. The SAW resonator as claimed in claim 35, characterized in that the admittance of said one of the first SAW resonators is half that of each of the remaining first SAW resonators.

37. The SAW resonator as claimed in claim 35, characterized in that:  
a first electrostatic capacitance based on a first product is larger than a second electrostatic capacitance based on a second product;  
the first product is a product of an aperture length of said one of the first SAW resonators in the second outermost arm, a number of finger pairs thereof, and a dielectric constant of a substrate of the first and second SAW resonators; and  
the second product is a product of an aperture length of each of said remaining first SAW resonators, a number of finger pairs thereof, and said dielectric constant.

38. The SAW resonator as claimed in claim 35, characterized in that each of said remaining first SAW resonators in the parallel arms comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same capacitance as said one of the first SAW resonators provided in the second outermost arm.

39. A SAW filter characterized by comprising:  
a plurality of first SAW resonators (Rp1-Rp3), each having a pair of terminals, a first resonance frequency (frp), and a first antiresonance frequency (fap) based on the first resonance frequency and a first capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the first resonance frequency, said first SAW resonators being respectively provided in parallel arms of the SAW filter; and  
a plurality of second SAW resonators (Rs1, Rs2), each having a pair of terminals, a second resonance frequency (frs), and a second antiresonance frequency (fas) based on the second resonance frequency and a second capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the second resonance frequency, said second SAW resonators being provided in a series arm of the SAW filter,  
wherein:  
the first and second SAW resonators are connected so that a ladder-type filter structure is formed;  
the second resonance frequency is higher than or equal to the first antiresonance frequency;  
a first outermost arm closest to an input of the SAW filter is one of the parallel arms, and a second outermost arm closest to an output of the SAW filter is another one of the parallel arms; and  
one of the first SAW resonators provided in at least one of the first and second outermost arms has an admittance smaller than that of each of remaining first SAW resonators provided in the parallel arms and located inside said one of the first SAW resonators.

40. The SAW resonator as claimed in claim 39, characterized in that the admittance of said one of the first SAW resonators is half that of each of the remaining first SAW resonators.

41. The SAW resonator as claimed in claim 40, characterized in that:  
a first electrostatic capacitance based on a first product is larger than a second electrostatic capacitance based on a second product;  
the first product is a product of an aperture length of said one of the first SAW resonators in the second outermost arm, a number of finger pairs thereof, and a dielectric constant of a substrate of the first and second SAW resonators; and  
the second product is a product of an aperture length of each of said remaining first SAW resonators, a number of finger pairs thereof, and said dielectric constant.

42. The SAW resonator as claimed in claim 40, characterized in that each of said remaining first SAW resonators in the parallel arms comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same capacitance as said one of the first SAW resonators provided in one of the first and second outermost arms.

43. A SAW filter characterized by comprising:  
a plurality of first SAW resonators (Rp1-Rp3), each having a pair of terminals, a first resonance frequency (frp), and a first antiresonance frequency (fap) based on the first resonance frequency and a first capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the first resonance frequency, said first SAW resonators being respectively provided in parallel arms of the SAW filter; and  
a plurality of second SAW resonators (Rs1, Rs2), each having a pair of terminals, a second resonance frequency (frs), and a second antiresonance frequency (fas) based on the second resonance frequency and a second capacitance ratio ( $\tau$ ) and higher than the second resonance frequency, said second SAW resonators being provided in a series arm of the SAW filter,  
wherein:  
the first and second SAW resonators are connected so that a ladder-type filter structure is formed;

the second resonance frequency is higher than or equal to the first antiresonance frequency; a first outermost arm closest to an input of the SAW filter is said series arm, and a second outermost arm closest to an output of the SAW filter is also said series arm; and one of the second SAW resonators provided in at least one of the first and second outermost arms has an impedance smaller than that of each of remaining second SAW resonators provided in the series arms and located inside said one of the second SAW resonators.

44. The SAW resonator as claimed in claim 43, characterized in that the impedance of said one of the second SAW resonators is half that of each of the remaining second SAW resonators.

45. The SAW resonator as claimed in claim 43, characterized in that each of said remaining first SAW resonators in the parallel arms comprises a plurality of SAW resonators connected in series, and has the same capacitance as said one of the first SAW resonators provided in the series arm.

46. A SAW filter characterized by comprising:

a first SAW resonator (21, R1A, R1B) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frp), said first SAW resonator being provided in a parallel arm (24) of the SAW filter; and a second SAW resonator (23) having a pair of terminals and a predetermined resonance frequency (frs) approximately equal to or higher than a predetermined antiresonance frequency of the first SAW resonator (fap), said second SAW resonator being provided in a series arm (24) of the SAW filter, a first electric resistance (rs) of an interdigital electrode of said second SAW resonator is smaller than a second electric resistance (rp) of an interdigital electrode of said first SAW resonator.

47. The SAW resonator as claimed in claim 46, characterized in that:

an aperture length (ls) of the interdigital electrode of said second SAW resonator is smaller than that (lp) of the interdigital electrode of said first SAW resonator; and a number (Ns) of finger pairs of the interdigital electrode of said second SAW resonator is larger than a number (Np) of finger pairs of the interdigital electrode of said first SAW resonator.

48. The SAW resonator as claimed in claim 46, characterized in that a film thickness of the interdigital electrode of said first SAW resonator is smaller than a film thickness of the interdigital electrode of said second SAW resonator.

49. A band-pass filter characterized by comprising:

a plurality of SAW filters (F1, F2), the SAW filters having respective pass bands and SAW resonators; a pair of input terminals commonly connected to the plurality of SAW filters; and a plurality of pairs of output terminals respectively connected to the plurality of SAW filters.

50. The band-pass filter as claimed in claim 49, characterized in that each of the SAW filters comprises a series-arm resonator located at a first stage of each of the SAW filters.

51. The band-pass filter as claimed in claim 50, characterized by further comprising an inductance element (L) located between at least one of the SAW filters and the pair of input terminals, and connected in parallel to said at least one of the SAW filters.

52. The band-pass filter as claimed in claim 51, characterized by further comprising a capacitance element (C) connected in series between said inductance element and said series-arm resonator.

53. The band-pass filter as claimed in claim 49, characterized in that:

a first one (F1) of the SAW filters comprises a series-arm SAW resonator located at a first stage of said first one of the SAW filters, and a parallel-arm SAW resonator connected to said series-arm SAW resonator;

a second one (F2) of the SAW filter comprises a parallel-arm SAW resonator located at a first stage of said second one of the SAW filters, and a series-arm SAW filter connected to said parallel-arm SAW resonator located at the first stage of the second one of the SAW filters, and that the band-pass filter further comprises a line (S) used for phase rotation and connected in series between one of the pair of input terminals and the second one of the SAW filters.

54. The band-pass filter as claimed in claim 53, characterized by further comprising an inductance element located between the first one of the SAW filters and the pair of input terminals, and connected in parallel to the first one of the SAW filters.

55. The band-pass filter as claimed in claim 54, characterized by further comprising a capacitance element (C) connected in series between said inductance element and the series-arm resonator of said first one of the SAW filters.

---

Data supplied from the **esp@c n t** database - l2

(19)日本国特許庁(J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-183380

(43)公開日 平成5年(1993)7月23日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 3 H 9/64

識別記号

庁内整理番号

Z 7259-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 有 請求項の数33(全 56 頁)

(21)出願番号 特願平4-32270

(22)出願日 平成4年(1992)2月19日

(31)優先権主張番号 特願平3-281694

(32)優先日 平3(1991)10月28日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 佐藤 良夫

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 伊形 理

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 宮下 勉

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 伊東 忠彦 (外2名)

最終頁に続く

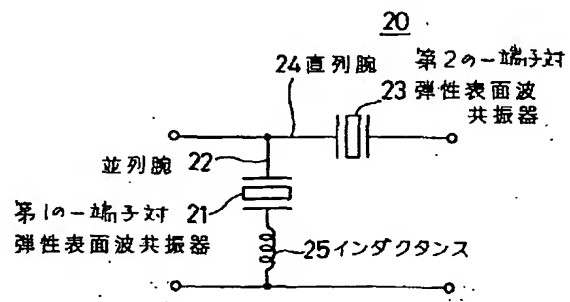
(54)【発明の名称】 弾性表面波フィルタ

(57)【要約】

【目的】 本発明は梯子型の弾性表面波フィルタに関し、通常帯域幅については、幅を広くすると共に、損失を低くし、且つ通過帯域外の抑圧度を高くすることを目的とする。

【構成】 所定の共振周波数を有する第1の一端子対弾性表面波共振器21を並列腕22に配し、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器23を直列腕24に配して構成する。更に、第1の弾性表面波共振器21に直列にインダクタンス25を付加して構成する。

本発明の弾性表面波フィルタの原理図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の共振周波数（ $f_{rp}$ ）を有する第1の一端子対弾性表面波共振器（21）を並列腕（22）に、該第1の共振器の反共振周波数（ $f_{ap}$ ）に略一致する共振周波数（ $f_{rp}$ ）をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器（23）を直列腕（24）に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

該第1の弾性表面波共振器（21）に直列にインダクタンス（25）を付加した構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項2】 所定の共振周波数（ $f_{rp}$ ）を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

該第1の弾性表面波共振器（ $R_1$ 、 $A$ ）に直列にインダクタンス（ $L_1$ ）を付加し、且つ該第1の弾性表面波共振器の開口長（ $A_p$ ）を、該第2の弾性表面波共振器の開口長（ $A_s$ ）より長く定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項3】 所定の共振周波数（ $f_{rp}$ ）を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

該第1の弾性表面波共振器（ $R_1$ 、 $B$ ）に直列にインダクタンス（ $L_1$ ）を付加し、且つ該第1の弾性表面波共振器（ $R_1$ 、 $B$ ）の対数（ $N_p$ ）を、該第2の弾性表面波共振器（ $R_2$ ）の対数（ $N_s$ ）より多く定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項4】 所定の共振周波数（ $f_{rp}$ ）を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

上記直列腕（61）に、第2の一端子対弾性表面波共振器（ $R_2$ 、 $R_2$ ）を複数直列に接続して配し且つこれに直列にインダクタンス（ $L_1$ ）を付加してなる構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項5】 所定の共振周波数（ $f_{rp}$ ）を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

上記並列腕（62、63、64）を複数設けて、各並列腕について該第1の弾性表面波共振器に直列にインダクタンス値の異なるインダクタンス（ $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ ）を付加した構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項6】 所定の共振周波数（ $f_{rp}$ ）を有する第1の一端子

対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

該第1の弾性表面波共振器（ $R_1$ 、 $B$ ）に直列にインダクタンス（ $L_1$ ）を付加し、

且つ該第1の弾性表面波共振器を、中央の励振電極（131）とこの両側の反射器（132、133）とよりなり、該反射器を、これと該励振電極との中心間距離を  $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ （ここで  $n$  は整数、 $\beta$  は1以下の実数、 $\lambda$  は共振周波数に対応した楕円電極の周期）とするとき、 $\beta$  が実質上0.4となる位置に配した構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項7】 所定の共振周波数（ $f_{rp}$ ）を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

上記直列腕（61）に、第2の一端子対弾性表面波共振器（ $R_2$ 、 $R_2$ ）を複数直列に接続して配し且つこれに直列にインダクタンス（ $L_1$ ）を付加し、

且つ上記第1の弾性表面波共振器を、中央の励振電極（131）とこの両側の反射器（132、133）とよりなり、該反射器を、これと該励振電極との中心間距離を  $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ （ここで  $n$  は整数、 $\beta$  は1以下の実数、 $\lambda$  は共振周波数に対応した楕円電極の周期）とするとき、 $\beta$  が実質上0.4となる位置に配した構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項8】 請求項6又は7の第1の弾性表面波共振器を構成する励振電極及び反射器を、

材料がAl製又は重量比で数%異種金属を混ぜたAl合金製であり、

膜厚が電極周期の0.06～0.09倍である構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項9】 請求項6又は7の第1の弾性表面波共振器を構成する励振電極及び反射器を、

材料がAu製であり、

膜厚が電極周期の0.0086～0.013倍である構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項10】 請求項1のインダクタンスを、ボンディングワイヤ（86<sub>1</sub>）により構成したことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項11】 請求項1のインダクタンスを、第1及び第2の共振器が形成されたフィルタチップ（82）を収容するセラミックパッケージ（81）上に端子（84<sub>1</sub>）より延在して形成したマイクロストリップライン（220）により構成したことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項12】 請求項1のインダクタンスを、第1及び第2の共振器が形成されたフィルタチップ（82）上

10

20

30

40

50

3

に第1の共振器 ( $R_1$ ) より延在して形成したマイクロストリップライン (230) により構成したことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項13】 所定の共振周波数 ( $f_{rp}$ ) と、この共振周波数 ( $f_{rp}$ ) と容量比 ( $\gamma$ ) とで定まり、前記共振周波数より高い反共振周波数 ( $f_{ap}$ ) とを有する第1の一端子対弾性表面共振器を並列腕に配し、

所定の共振周波数 ( $f_{rs}$ ) と、この共振周波数 ( $f_{rs}$ ) と容量比 ( $\gamma$ ) とで定まり、前記共振周波数より高い反共振周波数 ( $f_{as}$ ) とを有する第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に配して圧電基板上に設けてなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

前記第1の一端子弾性表面波共振器 ( $R_{p1} \sim R_{p2}$ ) 及び前記第2の一端子弾性表面波共振器 ( $R_{s1}, R_{s2}$ ) を、該第2の一端子弾性波共振器の共振周波数 ( $f_{rs}$ ) が、該第1の一端子弾性表面波共振器の反共振周波数 \*

$$\alpha = 1 / (\sqrt{P(\gamma^2 + \gamma)} / 0.06 - \gamma)$$

より小さいことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項15】 請求項14の該圧電基板が、36° Y カットX伝搬のLiTaO<sub>3</sub> 結晶 (241) であり、且つ該第2の一端子弾性表面波共振器櫛形電極の周期を、前記の値  $\Delta f / f_{rs}$  が、0より大きく且つ次式で定まる値  $\alpha$ 、

【数2】

$\alpha = 6.67 \times 10^{-2} / (4.22 \sqrt{P-1})$  より小さくなるように定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項16】 請求項14の該圧電基板が、64° Y カットX伝搬のLiNbO<sub>3</sub> 結晶であり、

且つ該第2の一端子弾性表面波共振器櫛形電極の周期 ※30

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{P-1})$$

より小さくなるように定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項18】 所定の共振周波数 ( $f_{rp}$ ) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数 ( $f_{ap}$ ) に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数 ( $f_{rs}$ ) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に接続し、これら並列腕の共振器と直列腕の共振器を複数個縦続に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

入力側若しくは出力側のいずれかに最も近い最外腕が直列腕で、他方側に最も近い最外腕が並列腕で構成され、該最外側の直列共振器のインピーダンスがそれより奥の直列腕共振器のインピーダンスより小さい (図52) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項19】 所定の共振周波数 ( $f_{rp}$ ) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数 ( $f_{ap}$ ) に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数 ( $f_{rs}$ ) をもつ第2の一端子対弾性表面

4

\* ( $f_{ap}$ ) よりも高く、且つ (該第1の一端子弾性表面波フィルタの共振周波数 ( $f_{rs}$ ) - 該第2の一端子弾性表面波フィルタの反共振周波数 ( $f_{ap}$ ))  $\equiv \Delta f$  が、リップル及び挿入損失を許容できる程度であるように構成したことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項14】 請求項13の該圧電基板上の該第2の一端子弾性表面波共振器を、その櫛形電極が所定の周期を有する構成とし、

該所定の周期が、前記第2の一端子対弾性表面波共振器を形成する櫛形電極の開口長と対数で決定される静電容量を  $C_s$ 、前記第1の一端子対弾性表面波共振器の同様な静電容量を  $C_p$  とし、これらの  $C_p / C_s$  を  $P$  とするとき、前記  $\Delta f$  を該  $f_{rs}$  で規格化した値  $\Delta f / f_{rs}$  が、0より大きく、かつ次式で決まる値  $\alpha$ 、

【数1】

※を、前記の値  $\Delta f / f_{rs}$  が、0より大きく且つ次式で定まる値  $\alpha$ 、

20 【数3】

$\alpha = 1.47 \times 10^{-2} / (4.37 \sqrt{P-1})$  より小さくなるように定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項17】 請求項14の該圧電基板が、41° Y カットX伝搬のLiNbO<sub>3</sub> 結晶であり、且つ該第2の一端子弾性表面波共振器櫛形電極の周期を、前記の値  $\Delta f / f_{rs}$  が、0より大きく且つ次式で定まる値  $\alpha$ 、

【数4】

波共振器を直列腕に接続し、これら並列腕の共振器と直列腕の共振器を複数個縦続に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

入力側若しくは出力側のいずれかに最も近い最外腕が直列腕で、他方側に最も近い最外腕が並列腕で構成され、上記の最外側の並列腕共振器のアドミタンスがそれより奥の並列腕共振器のアドミタンスより小さい (図52) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項20】 所定の共振周波数 ( $f_{rp}$ ) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数 ( $f_{ap}$ ) に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数 ( $f_{rs}$ ) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に接続し、これら並列腕の共振器と直列腕の共振器を複数個縦続に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

入力側若しくは出力側のいずれかに最も近い最外腕が直列腕で、他方側に最も近い最外腕が並列腕で構成され、該最外側の直列共振器のインピーダンスがそれより奥の



直列腕共振器のインピーダンスより小さく、かつ、上記最外側の並列共振器のアドミタンスがそれより奥の並列共振器のアドミタンスより小さい(図52)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項21】 請求項18又は20項の該最外側の直列腕共振器及びこれより奥の直列腕共振器は、夫々、前者のインピーダンスが後者のインピーダンスの $1/2$ である関係を満たすインピーダンスを有する(図52)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項22】 請求項19又は20項の該最外側の並列腕共振器及びこれより奥の並列腕共振器は、夫々、前者のアドミタンスが後者のアドミタンスの $1/2$ である関係を満たすアドミタンスを有する(図52)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項23】 所定の共振周波数( $f_{rp}$ )を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数( $f_{ap}$ )に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数( $f_{rs}$ )をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に接続し、これら並列腕の共振器と直列腕の共振器を複数個縦続に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

入力側からみて最も近い最外側腕及び、出力側からみて最も近い最外側腕の両方が共に並列腕で構成され、両最外側の並列腕共振器のうちの少なくとも一方の並列腕共振器のアドミタンスがそれより内側の並列腕共振器のアドミタンスより小さい(図63)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項24】 請求項23の両最外側の並列腕共振器の少なくとも一方の並列腕共振器のアドミタンスがそれより内側の並列腕共振器のアドミタンスの半分である(図63)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項25】 所定の共振周波数( $f_{rp}$ )を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数( $f_{ap}$ )に略一致するか若しくはより大きな共振周波数( $f_{rs}$ )をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に接続し、これら並列腕の共振器と直列腕の共振器を複数個縦続に接続してなる梯子型弾性表面波フィルタにおいて、

入力側からみて最も近い最外側腕及び、出力側からみて最も近い最外側の両方が共に直列腕で構成され、両最外側の直列腕共振器のうち少なくとも一方の直列腕共振器のインピーダンスがそれより内側の直列腕共振器のインピーダンスより小さい(図64)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項26】 請求項25の両最外側の直列腕共振器のうち少なくとも一方の直列腕共振器のインピーダンスがそれより内側の直列腕共振器のインピーダンスの半分である(図64)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項27】 請求項18、20、21、25又は26の弾性表面波フィルタにおいて、最外側の直列腕共振器のインピーダンスを、それより内側の直列腕共振器のインピーダンスより、小さくするために、

最外側の直列腕共振器の開口長と対数と基板材料の誘電率との積でほぼ決まる静電容量を、それより内側の直列腕共振器の同様に決まる静電容量よりも大きく定めた

(図53)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項28】 請求項18、20、21、25又は26の弾性表面波フィルタにおいて、最外側の直列腕共振器のインピーダンスを、それより内側の直列腕共振器のインピーダンスより、小さくするために、

最外側の直列腕共振器と同じ静電容量をもつ共振器を複数個直列に接続したものを、それより内側の直列腕に配置した構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項29】 請求項19、20、22、23又は24の弾性表面波フィルタにおいて、

最外側の並列共振器のアドミタンスを、それより内側の並列腕共振器のアドミタンスより、小さくするために、最外側の並列腕共振器の開口長と対数と基板材料の誘電率との積でほぼ決まる静電容量を、それより内側の並列腕共振器の同様に決まる静電容量よりも小さくした(図53)構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項30】 請求項19、20、22、23又は24の弾性表面波フィルタにおいて、

最外側の並列共振器のアドミタンスを、それより内側の並列腕共振器のアドミタンスより、小さくするために、最外側の並列腕共振器と同じ静電容量をもつ共振器を複数個並列に接続したものを、それより内側の並列腕に配置した(図63)構成としたことを特徴とする梯子型弾性表面波フィルタ。

【請求項31】 所定の共振周波数( $f_{rp}$ )を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数( $f_{ap}$ )に略一致するか若しくはより大きな共振周波数( $f_{rs}$ )をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に接続した梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

該第2の一端子対弾性表面波共振器を形成する櫛形電極の電気抵抗分( $r_s$ )が、該第1の一端子対弾性表面波共振器を形成する櫛形電極の電気抵抗分( $r_p$ )よりも小さい構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項32】 請求項31の該第2の一端子対弾性表面波共振器を形成する櫛形電極の電気抵抗分( $r_s$ )を、該第1の一端子対弾性表面波共振器を構成する櫛形電極の電気抵抗分( $r_p$ )よりも小さくする手段は、該第2の

一端子弾性表面波共振器を構成する櫛形電極の開口長(1s)が、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する櫛形電極の開口長(1p)よりも短くし、かつ、該第2の一端子弾性表面波共振器を構成する櫛形電極の対数(Ns)が、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する櫛形電極の対数(Np)よりも多くした(図66)構成であることを特徴とする表面波フィルタ。

【請求項33】 請求項31の該第2の一端子弾性表面波共振器を形成する櫛形電極の電気抵抗分(rs)を、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する櫛形電極の電気抵抗分(rp)よりも小さくする手段は、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する金属薄膜製の櫛形電極の膜厚を、該第2の一端子弾性表面波共振器同じ金属の膜厚よりも薄くした構成であることを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は弾性表面波フィルタに係り、特に自動車電話及び携帯電話などの小型移動体無線機器のRF(高周波部)のフィルタに適用しうる梯子型の弾性表面波フィルタに関する。

【0002】 現在の国内の自動車・携帯電話の仕様の1例は、933.5MHzを中心として、±8.5MHzの範囲が送信帯域である。比帯域幅にすると、約2%である。

【0003】 弾性表面波フィルタは上記の仕様を満たすような特性であることが必要であり、具体的には、①通過帯域幅が比帯域幅にして2%以上と広いこと、②損失が1.5~2dB以下と低いこと、③抑圧度が20dB~30dB以上と高いことが必要とされる。

【0004】 この要求を満たすため、弾性表面波フィルタは、従来のトランスバーサル型に代わって、弾性表面波素子を共振器として用い、これを梯子型に構成した共振器型が希望視されている。

【0005】

【従来の技術】 図70は、特開昭52-19044号に記載されている弾性表面波フィルタ1の等価回路を示す。

【0006】 このフィルタ1は、直列腕2に弾性表面波共振器3を配置し、並列腕4に弾性表面波共振器5を配置し、且つ並列腕4の共振器5の等価並列容量C<sub>0</sub>を直列腕2の共振器3の等価並列容量C<sub>0</sub>より大とした構成である。

【0007】 このフィルタ1は、図71に線6で示す特性を有する。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 上記のフィルタ1にお

\*いて、後述するように等価並列容量C<sub>0</sub>を大とすると、矢印7で示すように抑圧度を高めることが出来る。しかし、この容量C<sub>0</sub>を増やすと、矢印8で示すように通過帯域幅が狭くなり、且つ矢印9で示すように損失が増え、特性は線10で示す如くになってしまう。

【0009】 抑圧度を20dB以上としようとする、通過帯域幅は比帯域幅にして1%以下となってしまう、上記の自動車携帯電話の仕様を満たすことができなくなってしまう。

10 【0010】 そこで、本発明は、通過帯域幅を広くし、抑圧度を高くし、且つ損失を低くした弾性表面波フィルタを提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】 図1は本発明の弾性表面波フィルタ20の原理構成を示す。

【0012】 21は第1の一端子弾性表面波共振器であり、所定の共振周波数f<sub>0</sub>を有し、並列腕22に配してある。

20 【0013】 23は第2の一端子弾性表面波共振器であり、第1の共振器21の反共振周波数f<sub>0</sub>に略一致する共振周波数f<sub>0</sub>を有し、直列腕24に配してある。

【0014】 25はインダクタンスであり、第1の共振器21に直列に付加してあり、並列腕22に配してある。

【0015】

【作用】 一端子弾性表面波共振器を直列腕と並列腕ともつ回路がフィルタ特性を有する原理  
始めに、上記原理については、本特許の原理説明にも必要であるため、ここで詳しくのべる。

30 【0016】 共振回路がフィルタ特性を示すか否かを評価するには、イメージパラメータによる方法が理解し易い。この方法は柳沢等による「フィルタの理論と設計」(産報出版:エレクトロニクス選書、1974年発行)に詳しく述べられている。

【0017】 以下これを基にして原理を述べる。

【0018】 フィルタ特性を示す基本的な梯子型回路を図2に示す。同図において斜線のブラックボックスが弾性表面波共振器30、31である。

40 【0019】 今、説明の簡略化のため、弾性表面波共振器を抵抗分のないリアクタンス回路であると仮定し、直列腕の共振器30のインピーダンスをZ=jx、並列腕の共振器31のアドミタンスをY=jbとする。

【0020】 イメージパラメータ法によれば、入力側電圧・電流をそれぞれV<sub>1</sub>、I<sub>1</sub>、出力側をV<sub>2</sub>、I<sub>2</sub>とすると(図2参照)、

【0021】

【数5】

$$\exp(\gamma) = \sqrt{V_1 \cdot I_1 / V_2 \cdot I_2} \quad \dots (1)$$

【0022】で定義されるイメージ伝送量 $\gamma$  (複素数) \* 【0023】

が、重要な意味を持つ。即ち、 \* 【数6】

$$\tanh(\gamma) = \tanh(\alpha + j\beta) \\ = \sqrt{(B \times C) \times (A \times D)} \quad \dots (2)$$

【0024】の式において、この式で表される値が虚数であれば図2の二端子対回路全体は通過特性を示し、実数であれば減衰特性を示す。ここに、A、B、C、Dの記号は図2の回路全体をF行列で表した時の四端子定数であり、それぞれを前述のx、bで表すと以下のようになる。

$$\begin{aligned} & * A = 1 \\ & B = jx \\ & C = jb \\ & D = 1 - bx \end{aligned} \quad \dots (3)$$

【0025】

\* 【数7】

$$\tanh(\gamma) = \sqrt{bx / (bx - 1)} \quad \dots (4)$$

【0027】(4)式より、 $0 < bx < 1$ 、即ちbとxが同符号で小さな値の時、図2の回路全体は通過特性を示し、 $bx < 0$ または $bx > 1$ の時、即ちbとxが異符号またはbx積が大きな値の時、減衰特性を示すことが分かる。

【0028】ここでさらにbとxの周波数特性を定性的に知るために、弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性を調べる。

【0029】一端子対弾性表面波共振器は図3(A)に示されるような櫛形電極40で構成される(日経エレクトロニクス誌1976年11月29日号のP. 76~P. 98に記載)。

【0030】41は電極対で、42は開口長(交差幅)、43は櫛形電極周期である。

【0031】この櫛形電極は抵抗分を無視すると一般に図3(B)に示されるような等価回路45で表される。ここにC<sub>0</sub>は櫛形電極の静電容量、C<sub>1</sub>、L<sub>1</sub>は等価定数である。

【0032】この等価回路45を、以下、図3(C)に示す記号46で表わす。

【0033】図4(A)(B)は夫々櫛形電極を図3(b)のような等価回路で表した時のインピーダンス及びアドミタンスの周波数依存性を定性的に示す。

【0034】同図の特性は水晶による共振器と同様に2つの共振周波数f<sub>r</sub>、f<sub>a</sub>をもつ2重共振特性となる。★

$$f_r = 1 / 2 \cdot \pi \sqrt{(C_1 \times L_1)} \quad \dots (5)$$

$$f_a = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/\gamma)} \quad \dots (6)$$

$$\gamma = C_0 / C_1 : \text{容量比} \quad \dots (7)$$

【0039】比帯域幅( $\Delta f / f_0$ )は主にf<sub>r</sub>、f<sub>a</sub>の差から決まってしまうため、(6)、(7)式を使い次式のように表される。

$$\begin{aligned} & \Delta f / f_0 = 2(f_a - f_r) / (f_a + f_r) \\ & \approx 2 / (4\gamma + 1) \end{aligned} \quad \dots (8)$$

★ここでf<sub>r</sub>を共振周波数、f<sub>a</sub>を反共振周波数と呼ぶ。

このような2重共振特性をもつ共振器をそれぞれ直列腕及び並列腕に配置し、さらに並列腕の反共振周波数f<sub>a</sub>を直列腕の共振周波数f<sub>r</sub>に略一致させると、それを中心周波数とするバンドパス型のフィルタ特性を示す回路を構成できる。その理由は、図5(A)のインミタンスの周波数特性の図にも示したように、f<sub>a</sub>p ≈ f<sub>r</sub>sである中心周波数近傍では、 $0 < bx < 1$ が満たされ前述の条件から通過域となり、中心周波数から少し離れた周波数領域では $bx > 1$ 、大きく離れた領域では $bx < 0$ となり共に減衰域となるからである。

【0035】従って、図1に示す構成の弾性表面波フィルタは、図5(B)中線47で示すフィルタ特性を定性的に有する。

【0036】〔通過帯域幅決定要因〕次に、このような共振器型弾性表面波フィルタにおけるバンド幅決定要因を考察する。

【0037】図5からも分かるようにバンド幅は主にそれぞれの共振器における共振周波数f<sub>r</sub>と反共振周波数f<sub>a</sub>との差で決定されている。この差が大きくとればバンド幅は広く広帯域となり、小さければ狭帯域となる。ここでf<sub>r</sub>、f<sub>a</sub>は図3(B)の等価回路定数を使って次式から決定できる。

【0038】

【数8】

上式から明らかなように $\gamma$ (容量比)が比帯域幅を決める重要な因子となる。しかし、この値は特開昭52-19044号公報にも記載されているように、櫛形電極を形成する基板材料の種類によりほぼ決まってしまう。例えば材料の電気機械結合係数が小さなSTカット水晶では、 $\gamma$ は1300以上となるのに対し、電気機械結合係

数が大きな $36^\circ$  Ycut-x伝搬LiTaO<sub>3</sub>では、 $\gamma$ は15位の値になる。比帯域幅は(8)式より、STカット水晶では0.04%、 $36^\circ$  Ycut-X伝搬LiTaO<sub>3</sub>では3.3%となる。従って、基板材料が決まれば帯域幅はほぼ決定してしまう。

【0041】そして、帯域外抑圧度を高めるため、特開昭52-19044号に記載されているように、等価並列容量 $C_{00}$ を大とすると、帯域幅はどんどん狭くなってしまふ。

【0042】これを図6を使って詳しく説明する。前述の原理説明からも明らかなように並列共振器の $f_r$ と $f_a$ を固定したまま、アドミタンス値を大きくしていくと(アドミタンス値を増加するには $\gamma$ を一定にしたまま楕円電極の開口長または対数を増やして静電容量 $C_0$ を大きくしていく)、図6(A)に示すように帯域外では $b_x$ 積が負で増加するため減衰量は増え特性は良くなるが、中心周波数の近傍では $b_x$ 積が正で増加するため $b_x > 1$ の領域が広がり、結果として $0 < b_x < 1$ なる通過域が狭まって帯域が十分取れなくなる。この様子を図6(B)中の矢印で表す。

【0043】(通過帯域幅の改善)以上の点を解決する一つ的手段として、①直列腕の共振器か若しくは並列腕の共振器かどちらかすくなくとも一方の共振器の $f_r$ と $f_a$ との差を広げ、かつ②そのインピーダンス値若しくはアドミタンス値を大きくするという2つの条件を満たすことが必要である。インピーダンス値やアドミタンス値を大きくする理由は、帯域外減衰量を大きくするためである。これが実現できれば、通過帯域を広げつつ若しくは狭くすることなく、帯域外減衰量を改善できることになる。

【0044】まず、①の条件である共振器の $f_r$ 、 $f_a$ の差を広げる方法としては、一端子対弾性表面波共振器に直列にインダクタンス $L$ を付加する方法が有効である。図7(A)、(B)に一端子対弾性表面波共振器に直列に $L$ として8nHを接続した時のインピーダンス及びアドミタンスの周波数変化を示す。計算に用いた弾性表面波共振器の等価回路の各定数は同図に示す。

【0045】図7(A)中、線50は、 $L$ を付加する前のインピーダンス特性を示す。線51は、 $L$ を付加した後のインピーダンス特性を示す。

【0046】図7(B)、線52は $L$ を付加する前のアドミタンス特性を示す。線53は、 $L$ を付加した後のアドミタンス特性を示す。

【0047】図7(A)より、 $L$ を付加することによって $f_r$ と $f_a$ の間隔は広がっていることが分かる。この場合では約30MHz拡大した。この理由は、同図(A)のインピーダンスの周波数特性から明らかなように、直列に $L$ が加わることにより元の共振器だけのインピーダンスが+側へ、 $\omega L$ 分だけ引上げられる結果、 $f_r$ が $f_{r'}$ へと変化したためである。この時 $f_a$ はほと

んど動かない。インピーダンスの逆数であるアドミタンスも同じ理由から同図(A)に示すように変化する。この場合も、 $f_r$ が $f_{r'}$ へと変化していることが明確にわかる。

【0048】次に②の条件であるが、アドミタンス値は図7(B)からも明らかなように $L$ を付加することで大きくなっている。しかし、インピーダンス値は図7(A)に示すように帯域外では逆に小さくなっている。従って、直列腕の共振回路にこの方法を適用する場合にはインピーダンス値を大きくする方法が更に必要とする。それには直列に複数個の同じ弾性表面波共振器を接続することにより解決できる。

【0049】図8中、線55は、一つの共振器のインピーダンス特性を示す。線56は、 $n$ 個の共振器を直列に接続した場合の共振部分のインピーダンス特性を示す。

【0050】図8に示すように、 $n$ 個の共振器を接続することにより共振器部のインピーダンス値は $n$ 倍になる。一方 $f_a$ と $f_r$ の差については、 $L$ を繋いだ時の共振周波数の広がり $f_r''$ と、1個の共振器の場合の $f_{r'}$ よりやや狭くなるものの、 $L$ を繋がない時よりも $f_a$ と $f_r$ の差は大きくとれる。もし必要であれば $L$ の値を増やすことにより $f_a$ と $f_r$ の差はさらに大きくなる。

【0051】通過帯域幅を拡大する2つ目の手段として、図44に示すように並列腕共振器の反共振周波数 $f_{ap}$ と直列腕共振周波数 $f_{rs}$ を略一致させるのではなく、 $f_{rs} > f_{ap}$ とする方法が考えられる。

【0052】但し、 $f_{rs} > f_{ap}$ とした場合、図44にも示すように中心周波数近傍で $b_x < 0$ となつて、前述の通過域条件を満たさなくなり、損失とリップルが増加する危険がある。

【0053】しかし、 $f_{rs} - f_{ap} = \Delta f$ として $\Delta f$ の大きさを制御することで、実質上、損失増加、並びにリップル増加を防いで通過帯域の拡大を実現することが可能である。

【0054】詳細は実施例11で後述する。

【0055】

【実施例】以下、本発明の内容を具体的な実施例により説明する。実施例はほとんどシミュレーションにより行った。そこで、まず本発明に用いたシミュレーションについて簡単に述べるとともに、シミュレーションの正当性を証明するために、実験との比較を示す。

【0056】図3(B)に示した等価回路は一端子対弾性表面波共振器の特性を簡略にシミュレーションできるが、共振器を構成する楕円電極の対数、開口長、電極膜厚などの変化並びに反射器の効果等を正確にシミュレーションすることが難しい。そこで発明者等が既に開発したところのスミスの等価回路を基本にこれを転送行列で表す方法を用い、共振器へ応用した(O. Ikata et al.: 1990 ULTRASONIC SYMPOSIUM Proceedings, vol.1, pp83-8

6, (1990).を参照、これを文献(1)とする。)

【0057】図9(A)は並列腕に一端子対弾性表面波共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。

【0058】図9(B)は、並列腕に、材料がAl-2%Cu、膜厚が1600Åの櫛形電極よりなる一端子対弾性表面波共振器を配し、更にこの共振器に長さ3mmのボンディングワイヤ(L=1.5nH)を接続した場合の、実験の結果を示す。

【0059】図9(A)、(B)を比較するに、開口長変化による共振点(図中 $f_{r1}$ 、 $f_{r2}$ 、 $f_r$ で示した)の動きや共振点近傍での減衰量について、実験値と計算値が良く一致していることが分かる。

【0060】図10(A)は、直列腕に共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。後述する実験で用いたボンディングパッドがやや大きかったため、シミュレーションでは、その浮遊容量として、0.5pFのコンデンサを考慮している。

【0061】図10(B)は、直列腕に共振器を接続した場合の実験の結果を示す。

【0062】図10(A)、(B)を比較するに、反共振周波数 $f_{a1}$ 、 $f_{a2}$ 、 $f_a$ が開口長に依存しない点や、反共振周波数近傍での減衰量の変化などが実験と良く一致していることがわかる。

【0063】従って、これらを組み合わせた時のフィルタ特性も実験と良く一致することは明らかであり、以降の実施例はシミュレーションで行った。

【0064】〔実施例1〕図11は、本発明の第1実施例になる弾性表面波フィルタ60を示す。

【0065】現在、国内の自動車・携帯電話の仕様のなかで1つの例をあげると、933.5MHzを中心周波数として、±8.5MHzの範囲が移動機器の送信帯域で、そこから-55MHz離れた878.5MHzを中心周波数として、±8.5MHzの範囲が受信帯域という仕様がある。

【0066】本実施例は、上記の移動機器の送信側フィルタに適するように設計してある。後述する他の実施例も同様である。

【0067】直列腕61に一端子対弾性表面波共振器 $R_1$ 、及び $R_2$ が配してある。

【0068】並列腕62、63、64に夫々一端子対弾性表面波共振器 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ が配してある。

【0069】 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ はインダクタンスであり、夫々共振器 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ と接続して並列腕62、63、64に配してある。

【0070】共振器 $R_1 \sim R_3$ は、図3(A)に示す櫛形電極構造を有する。

【0071】対数は100、開口長は80μmである。

【0072】材料は、Al-2%Cuであり、膜厚は3,000Åである。

【0073】また、櫛形電極の周期が適宜定めてあり、並列腕62、63、64中の各共振器 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ の共振周波数は、912MHz、反共振周波数は934MHzとしてある。

【0074】直列腕61中の各共振器 $R_1$ 、 $R_2$ の共振周波数は934MHz、反共振周波数は962MHzとしてある。

【0075】インダクタンス $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ は共に4nHである。

10 【0076】上記構成の弾性表面波フィルタ60は、図12中、線65で示す通過特性を有する。

【0077】インダクタンスLが2nH、6nHの場合、図11のフィルタ60の通過特性は、夫々図12中、線66、67で示す如くなる。

【0078】図12に基づいて、通過帯域幅に対するL依存性を表わすと、図13(A)の線70で示す如くなる。ここで、最小挿入損失から-3dB下がった減衰量のレベルにおける周波数幅を、通過帯域幅とした。

20 【0079】同様に、図12に基づいて、通常帯域外抑圧度に対するL依存性を表わすと、図13(B)の線71で示す如くなる。

【0080】図12より分かるように、Lをあまり大きくすると、中心周波数から55MHz低周波数側の抑圧領域が充分とれなくなってしまう。そこで、Lは上記のように4nHとしてある。

【0081】なお、Lの値は、フィルタの仕様に依りて適当に選択されるものである。

【0082】図70に示す従来構成のフィルタ1の通過特性は、図12中線68で示す如くなる。

30 【0083】図12中、本実施例のフィルタ60の通過特性(線65)を従来のフィルタの通過特性(線68)と比較するに、本実施例のフィルタ60は、従来のフィルタに比べて、矢印75で示すように通過帯域幅が広く、矢印76で示すように通過帯域外の抑圧度が高く、しかも矢印77で示すように損失が低いことが分かる。

【0084】図14及び図15は、図11の弾性表面波フィルタ60を実現した弾性表面波フィルタ装置80を示す。

【0085】81はセラミックパッケージ、82はフィルタチップ、83はアースとして機能する蓋である。

【0086】セラミックパッケージ81はアルミナセラミック製であり、サイズは5.5×4mm<sup>2</sup>の高さが1.5mmと小さい。

【0087】このセラミックパッケージ81にはAu製の電極端子84<sub>1</sub>~84<sub>4</sub>が形成してある。

【0088】フィルタチップ82は、LiTaO<sub>3</sub>製であり、サイズは2×1.5mm<sup>2</sup>の厚さが0.5mmである。

50 【0089】このフィルタチップ82の表面に、対数が100、開口長が80μm、材料がAl-2%Cu、膜

厚が3, 000Åの櫛形電極構造を有する共振器 $R_1 \sim R_3$ が、互いに弾性表面波の伝播路を共有しないように、ずらして配置してある。

【0090】またフィルタチップ82の表面には、ボンディング用端子としての、二つの信号線用端子85<sub>1</sub>、85<sub>2</sub>及び三つのアース用端子85<sub>3</sub>、85<sub>4</sub>、85<sub>5</sub>が形成してある。

【0091】86<sub>1</sub>～86<sub>5</sub>はボンディングワイヤであり、Al又はAu製であり、径が25μmφであり、夫々端子84<sub>1</sub>～84<sub>5</sub>と端子85<sub>1</sub>～85<sub>5</sub>とにボンディングされて接続してある。

【0092】このうち、ワイヤ86<sub>1</sub>、86<sub>2</sub>は夫々図11中の直列腕61の一部61a及び61bを構成する。

【0093】ワイヤ86<sub>3</sub>はアース用電極端子84<sub>3</sub>と85<sub>3</sub>との間に接続してあり、ワイヤ86<sub>4</sub>は別のアース用電極端子84<sub>4</sub>と85<sub>4</sub>との間に接続してあり、ワイヤ86<sub>5</sub>は別のアース用電極端子84<sub>5</sub>と85<sub>5</sub>との間に接続してある。

【0094】このワイヤ86<sub>3</sub>～86<sub>5</sub>は長さが共に2.0mmと長い。

【0095】このように、細くて長いワイヤは高周波の理論によれば、インダクタンス分を持つ。

【0096】空中リボンインダクタの理論式(倉石：理工学講座、「例題円周マイクロ波回路」東京電機大学出版局のP199に記載)によれば、上記のワイヤ86<sub>3</sub>、86<sub>4</sub>、86<sub>5</sub>のインダクタンスは約1nHとなる。

【0097】4nHのインダクタンスを得るためにはこれでは不充分であり、後述する図40及び図41に図示するようなセラミックパッケージとフィルタチップ上のLを利用した。

【0098】このようにして、図11中のインダクタンス $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ を構成する。

【0099】〔実施例2〕図16は本発明の第2実施例になる弾性表面波フィルタ90を示す。

【0100】図中、図11に示す構成部分と対応する部分に同一符号を付す。

【0101】直列腕61内の共振器 $R_2$ の開口長 $A_2$ は、80μmである。

【0102】並列腕62には、共振器 $R_{1A}$ とインダクタンス $L_1$ とが直列に接続されて配してある。

【0103】共振器 $R_{1A}$ は開口長 $A_p$ が120μmである。

【0104】開口長 $A_p$ は、開口長 $A_2$ より長く、開口長 $A_2$ の1.5倍である。

【0105】なお、共振器 $R_2$ 及び $R_{1A}$ の対数 $N_p$ 、 $N$ は共に100であり、等しい。

【0106】このフィルタ90は、図17中、線91で示す通過特性を有する。

【0107】この通過特性を線65で示す図11のフィルタ60の通過特性と比較すると、通過帯域幅を変えずに、矢印92で示すように、通過帯域外抑圧度が改善されていることが分かる。

【0108】図18は、図16の構成のフィルタの通過特性の開口長依存性を示す。

【0109】同図(A)は、図16に示すようにLが付加されている場合、図42に示すようにLが付加されていない場合において、夫々の直列腕共振器の開口長( $A_s$ )に対する並列腕共振器の開口長( $A_p$ )の比 $A_p/A_s$ と、帯域外抑圧度の関係を示す。

【0110】帯域外抑圧度は、4nHのインダクタンスLが付加されている場合には、線92で示す如くなり、インダクタンスLが付加されていない場合には、線93で示す如くなる。

【0111】また、図18(B)は、 $A_p/A_s$ と通過帯域幅との関係を示す。

【0112】通過帯域幅は、4nHのインダクタンスLが付加されている場合には、線95で示す如くなり、インダクタンスLが付加されていない場合には、線96で示す如くなる。

【0113】図18(A)、(B)より、以下のことが分かる。

【0114】①並列腕62内の共振器 $R_{1A}$ の開口長 $A_p$ を直列腕61内の共振器 $R_2$ の開口長 $A_2$ より長くすることにより、帯域外抑圧度が増える。

【0115】②並列腕62にインダクタンス $L_1$ を付加することにより、インダクタンスを有しない場合に比べて、共振器 $R_{1A}$ の開口長 $A_p$ の増大の効果が大きくなり、しかも帯域幅の劣化も殆ど無い。

【0116】以上のことから、上記実施例のフィルタ90は、図11のフィルタ60に比べて、通過帯域幅は何ら狭くせずに、通過帯域外抑圧度が増えた通過特性を有することが分かる。

【0117】〔実施例3〕図19は本発明の第3実施例による弾性表面波フィルタ100を示す。

【0118】図中、図11及び図16に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付す。

【0119】直列腕61の共振器 $R_2$ の対数 $N_s$ は100である。

【0120】並列腕62には、共振器 $R_{1A}$ とインダクタンス $L_1$ とが直列に接続されて配してある。

【0121】共振器 $R_{1A}$ は、対数 $N_p$ が150であり、上記の共振器 $R_2$ の対数 $N_s$ よりも多く、その1.5倍である。

【0122】なお、共振器 $R_2$ 及び $R_{1A}$ の開口長 $A_s$ 、 $A_p$ は共に80μmであり、等しい。

【0123】このフィルタ100は、図20中、線101で示す通過特性を有する。

【0124】この通過特性を、線65で示す図11のフ

フィルタ60の通過特性と比較すると、通過帯域幅を狭めることなく、矢印102で示すように、通過帯域外抑圧度が改善されていることが分かる。

【0125】また、図17中線91で示す図16のフィルタ90の通過特性と比較すると、損失劣化が少ないことが分かる。

【0126】従って、本実施例のフィルタ100は、図11のフィルタ11に比べて、通過帯域幅を狭くせず、通過帯域外抑圧度が増し、且つ図16のフィルタ90に比べて、損失劣化が少ない通過特性を有する。

【0127】〔実施例4〕図21は本発明の第4実施例になる弾性表面波フィルタ110を示す。本実施例は、直列腕の共振回路の反共振周波数 $f_r$ と共振周波数 $f_r$ との差を拡大することによって通過特性を改善したものである。

【0128】図中、図11に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付す。

【0129】直列腕61のうち、並列腕62、63の間の部分に同じ共振器 $R_1$ が二つ直列に接続され、更にこれに直列に3nHのインダクタンス $L_1$ が付加してある。

【0130】同じく、直列腕61のうち、並列腕63、64の間の部分に、同じ共振器 $R_1$ が二つ直列に接続され、更に、これに直列に3nHのインダクタンス $L_1$ が付加してある。

【0131】並列腕62には、一つの共振器 $R_1$ 位置だけが配してある。

【0132】同じく、並列腕63には、一の共振器 $R_1$ だけが配してある。

【0133】同様に、並列腕64には、一の共振器 $R_1$ だけが配してある。

【0134】このフィルタ110は、図22中、線111で示す通過特性を有する。

【0135】ここで、インダクタンス $L_1$ 及び一の共振器 $R_1$ 、 $R_1$ の付加の効果について説明する。

【0136】図21のフィルタ110より、インダクタンス $L_1$ と一の共振器 $R_1$ 、 $R_1$ とを削除すると、図42に示す従来のフィルタ1と同じになる。この状態の通過特性は、線68（図12参照）で示す如くである。

【0137】上記インダクタンス $L_1$ を追加すると、矢印112で示すように通過帯域幅が拡大すると共に、矢印113で示すように帯域外抑圧度が増えた。特に通過帯域幅についてみると、特に高周波数側への拡大が大きく、高周波数側に約15MHz帯域幅が拡大した。通過特性は、線114で示すごとくになった。

【0138】この状態では、帯域外抑圧度は十分でない。そこで一の共振器 $R_2$ 、 $R_2$ を追加した。

【0139】この一の共振器 $R_2$ 、 $R_2$ を追加すると、通過帯域幅を狭めることなく、矢印115で示すように、帯域外抑圧度が約5dB改善され、線111で示す

通過特性となった。

【0140】線111を線68と比較するに、矢印116で示すように損失も従来に比べて改善されている。

【0141】なお、直列腕61の共振器 $R_2$ 、 $R_2$ は夫々三個以上でもよい。

【0142】また、図21中二点鎖線で示すように、並列腕62～64に、インダクタンスを挿入してもよい。

【0143】〔実施例5〕図21は本発明の第5実施例になる弾性表面波フィルタ120を示す。

【0144】図中、図11に示す構成部分と同一部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0145】並列腕62のインダクタンス $L_1$ のインダクタンス値は4nHである。

【0146】別の並列腕63のインダクタンス $L_2$ のインダクタンス値は5.5nHである。

【0147】更に別の並列腕64のインダクタンス $L_3$ のインダクタンス値は7nHである。

【0148】このように、各並列腕62～64のインダクタンス $L_1$ ～ $L_3$ のインダクタンス値を異ならしめることによって、フィルタ120は、図24中、線121で示す通過特性となる。

【0149】ここで、インダクタンス $L_1$ ～ $L_3$ のインダクタンス値が全て4nHと等しい図11のフィルタ60の通過特性と比較してみる。

【0150】このフィルタ60は、図24中、線65で示す通過特性（図12参照）を有する。

【0151】本実施例のフィルタ120の通過特性は、上記フィルタ60の通過特性に比べて、通過帯域幅を何ら狭めることなく、矢印122で示すように通過帯域外抑圧度が高められる。

【0152】通過帯域より低周波数側についてみると、フィルタ60にあっては902MHz付近に一の減衰極123しかなかったものに対して、875MHzと892MHzの二個所に減衰極124、125が発生している。

【0153】これにより、二つの減衰極124、125との間の周波数帯域126が阻止域127となる。

【0154】〔実施例6〕図25は本発明の第6実施例になる弾性表面波フィルタ130を示す。本実施例は、損失の低下を図ったものである。

【0155】図中、図11に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0156】並列腕62の第1の弾性表面波共振器 $R_{11}$ は、図26に示すように励振電極131と、この両側に反射器132、133を配した構成である。

【0157】反射器132、133は励振電極131と反射器132、133との中心間距離 $d$ を次式
$$d = (n + \beta) \cdot \lambda \quad \cdots (1)$$

（ここで、 $n$ は適当な整数、 $\beta$ は1以下の実数、 $\lambda$ は共振周波数に対応した楕円電極の周期である）で表わすと



き、 $\beta=0.4$ としたときの位置に配してある。

【0158】上記反射器132、133の対数は、50である。

【0159】反射器を備えた共振器 $R_{1s}$ は、図25に示すように「\*」を追加した記号で表わす。

【0160】他の並列腕63、64の共振器 $R_{1s}$ 、 $R_{1s}$ も、上記の共振器 $R_{1s}$ と同様に、反射器を備えた構成である。

【0161】上記構成のフィルタ130は、図27中線134で示す通過特性を有する。

【0162】この通過特性は、図11のフィルタ60の通過特性(線65で示す)に比べて、矢印135で示すように、通常帯域の挿入損失が低減されている。

【0163】ここで、リップル $r_p$ は、図26に示すように並列腕の励振電極131の両側に反射器132、133を配置したことによって発生したものである。

【0164】ここで、反射器132、133の配設位置を上記のように定めた理由について説明する。

【0165】上記図式において、 $\beta$ を0から0.5まで変化させてリップル $r_p$ の幅への影響は、図28中線140で示す如くなる。

【0166】同図中、点141がリップル幅が最小の点であり、このときの $\beta$ が0.4である。

【0167】このことから、 $\beta$ を0.4に定めてある。

【0168】図29は、図25のフィルタ130を実現した弾性表面波フィルタ装置150を示す。

【0169】図中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0170】132、133、151、152、153、154は夫々反射器である。

【0171】次に、第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例について説明する。

【0172】図30は一の変形例を示す。

$$Q = Z_o / Z_m = V_o / V_m = 1 + k^2 / 2 + \alpha(t) \quad \dots (9)$$

( $V_o$ 、 $V_m$ ：自由表面及び電極下での音速、 $k^2$ ：電気機械結合係数)とし、 $\alpha(t)$ を膜厚 $t$ に比例するパラメータとしてこれを変化させた。

【0183】こう置くとフィルタの中心周波数 $f_o$ は、 $f_o = 2f_o' / (1 + Q)$  … (10)

となり、膜厚を増加するにつれ、音響インピーダンスの不連続がない時の中心周波数 $f_o'$ から低周波側へ移動していくという良く知られた実験事実とも一致する。シミュレーションの結果、 $\alpha(t)$ を大きくすると、即ち電極膜厚を厚くしていくと、リップル $r_p$ の現れる周波数位置が図33中、矢印180で示すように、通過帯域の高周波側へ移動してゆき、ついには高周波側の減衰極の中に落ちてしまうことが分かった。これを模式的に図33に示す。

【0184】なお、図33中、別のリップル $r_s$ は、直列腕共振器の反射器が原因で発生するものである。

\*【0173】この共振器 $R_{1s}$ は、励振電極131の両側に、反射器として、電氣的負荷が短絡型の櫛形電極160、161を配した構成である。

【0174】図31は、別の変形例を示す。

【0175】この共振器 $R_{1s}$ は、励振電極131の両側に反射器として、ストリップアレイ型電極165、166を配した構成である。

【0176】〔実施例7〕図32は本発明の第7実施例になる弾性表面波フィルタ170を示す。本実施例は、実施例6と同様に損失の低下を図ったもので、図中、図21に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0177】フィルタ170は、図21のフィタル110のうち、各並列腕62、63、64の第1の弾性表面波共振器 $R_{1s}$ 、 $R_{1s}$ 、 $R_{1s}$ を夫々図26に示すように励振電極131の両側の $\beta$ が0.4で定まる位置に反射器132、133を配した構成である。

【0178】このフィルタ170によれば、図22中線111で示す特性よりも、通過帯域の損失が少なく、且つリップルも抑えられた通過特性が得られる。

【0179】〔実施例8〕本実施例は、図27中のリップル $r_p$ を取り除くことを目的としたものである。

【0180】まず、前記反射器付加時に現れるリップルを効果的に取り除く手段について述べる。

【0181】発明者等は、リップルの現れ周波数位置と電極膜厚との関係をシミュレーションにより調べた。

【0182】シミュレーションでは膜厚増加の効果を電極下の音響インピーダンス( $Z_m$ )と自由表面の音響インピーダンス( $Z_o$ )との比を大きくしていくことで置き換えた。それは文献(1)でも述べているように、電極膜厚の増加は質量が増加することであり、これはそのまま音響インピーダンスの不連続量の増加に比例すると考えられるためである従って、

$$Q = Z_o / Z_m = V_o / V_m = 1 + k^2 / 2 + \alpha(t) \quad \dots (9)$$

【0185】図34は $\alpha(t) = 0.08$ の時、並列腕の共振器の反射器から生じるリップルが、丁度高周波側の減衰極の中に落ちている場合の通過特性を示す。従って、同図では通過帯域からリップルが消え、しかも挿入損失がかなり低減している。なお、この図では、通過帯域の中心が(10)式に従って低周波側へ移動したため、これを補正すべく、中心周波数を932MHzになるように、直列腕及び並列腕の共振器の共振周波数を15MHzだけ高周波側へシフトしている。

【0186】これを実際の膜厚との対応でみるため、チップを試作し、その通過特性を調べた。

【0187】図35(A)、(B)、(C)の線185、186、187は、夫々膜厚が2000Å、3000Å、4000Åの時の通過特性を対応させて示す。

【0188】尚、膜厚を変えることにより中心周波数が変わるが、同図のデータはこれを補正すべく、櫛形電

極の周期を変え、中心周波数があまり変動しないように調整している。

【0189】図35から明らかなように、2000Åの時に帯域内に現れていた並列腕の共振器のリップル $r_p$ 、及び帯域外の直列腕のリップル $r_s$ が、3000Åの時には高周波側へ移動して $r_p'$ 、 $r_s'$ となり、 $r_p'$ は高周波側の減衰極に埋もれてしまった結果、帯域内にリップルのない良好な特性となった。この結果はシミュレーションの結果と定性的に良く一致している。

【0190】しかし、膜厚を増加させた時にはシミュレーションでは計算できないバルク波による損失劣化（江畑他：「LiTaO<sub>3</sub>基板上の弾性表面波共振器とそのVTR用発振器への応用」、電子通信学会論文誌，vol. J66-C, No.1, pp23-30, 1988）と抵抗損による損失改善があり、その兼ね合いも重要な因子となる。

【0191】そこで図36（A）に膜厚を変えた時の最小挿入損の変化をプロットした。

【0192】同図中、線190はバルク波による損失、線191は抵抗損による損失を示す。線192が実験値である。

【0193】同図より分かるように、挿入損は2500Å位で両者の効果が均衡し、約3500Åくらいからバルク波による損失増加が支配的になり劣化し始める。

【0194】図36（B）の線193は、図26中の励振電極131と反射器132、133の膜厚を変えた場合の、リップル $r_p$ の周波数位置の、通過帯域中心周波数 $f_c$ に対する変化を示す。

【0195】図36（A）、（B）を総合的に判断すると、膜厚としては、2600Å～4000Åが帯域内にもリップルを作らず、かつ損失劣化も少ないことから適当である。これを、フィルタの中心周波数からほぼ決まる並列腕共振器の電極周期 $\lambda_p$ （932MHzで4.4μmであり、図26参照）で規格化すると、0.06～0.09となる。

【0196】本実施例は、上記の検討結果に基づくものである。

【0197】図37は本発明の弾性表面波フィルタの第1の一端子対弾性表面波共振器200を示す。

【0198】同図中、201励振電極202、203は反射器であり、夫々A1製又は重量比で数%異種金属を混ぜたA1混合製であり、膜厚 $t_1$ は、電極周期 $\lambda_p$ の0.06～0.09倍の厚さである。

【0199】この共振器200を図25及び図32中の共振器 $R_{1s}$ 、 $R_{2s}$ 、 $R_{3s}$ に適用した弾性表面波フィルタの通過特性は、図38中、線205で示す如くになり、通過帯域内にリップルは現われていない。

【0200】なお、上記のA1合金製とした場合には、A1製とした場合に比べて耐電力特性が向上する。混合させる異種金属はCu、Tiなどである。

【0201】図39は、上記共振器の変形例である共振

器210を示す。

【0202】211は励振電極、212、213は反射器である。

【0203】これらは、Au製である。

【0204】質量付加効果の影響でこの現象が生じていることから、最適な膜厚値の範囲A1の密度との比だけ上記値より小さくなる。

【0205】A1の密度/Auの密度=2.7/18.9=0.143であるため、最適膜厚 $t_2$ は、0.143倍して、電極周期 $\lambda_p$ の0.0086～0.0133倍の厚さとしてある。

【0206】この共振器210を図25及び図32中の共振器 $R_{1s}$ 、 $R_{2s}$ 、 $R_{3s}$ に適用した弾性表面波フィルタの通過特性も、図38に示す如くになり、通過帯域にリップルは現われない。

【0207】〔実施例9〕本実施例は、図11中のインダクタンス $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ を実現する別の例である。

【0208】図40中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0209】220、221はジグザグ状のマイクロストリップラインであり、夫々端子84<sub>上</sub>及び84<sub>下</sub>より延出してセラミックパッケージ81上に形成してある。

【0210】各マイクロストリップライン220、221の先端がアースと接続してある。

【0211】各マイクロストリップライン220、221のパターン幅は100μm、マイクロストリップラインとアース間の長さは0.5mmである。

【0212】セラミックパッケージ81の比誘電率を9とすると、リボンインダクタの理論式から、上記のマイクロストリップライン220、221のインダクタンス値は2nHとなる。

【0213】〔実施例10〕本実施例は、図11中のインダクタンス $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ を実現する更に別の例である。

【0214】図41中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0215】230、231はジグザグ状のマイクロストリップラインであり、夫々共振器 $R_1$ 、 $R_2$ より延出して、フィルタチップ82上に形成してある。

【0216】各マイクロストリップライン230、231の先端に、端子85<sub>上</sub>、85<sub>下</sub>が形成してある。

【0217】各マイクロストリップライン230、231は、厚さが3000Å、幅が60μm、全長が約2mmである。

【0218】フィルタチップ（LiTaO<sub>3</sub>）82の比誘電率を44とすると、マイクロストリップライン230、231のインダクタンス値は、理論式より、2.2nHとなる。

【0219】なお、インダクタンスを、ボンディングワイヤ86<sub>上</sub>、セラミックパッケージ81上のマイクロ

トリップライン220、フィルタチップ82上のマイクロストリップライン230を適宜組合わせることによって形成することもできる。

【0220】〔実施例11〕図42は本発明の第11実施例による弾性表面波フィルタ240を示す。図43はこれを具体化した構成を示す。

【0221】説明の便宜上、まず本実施例の概要及び本実施例の基本構成についての説明する。

【0222】①本実施例の概要

本実施例は、直列腕の共振器の共振周波数 $f_{rs}$ を並列腕の共振器の反共振周波数 $f_{ap}$ より適宜高く定めて、通過帯域幅を拡大するものであり、また、 $\Delta f \equiv f_{rs} - f_{ap}$ を、通過帯域内の損失を著しく劣化させない範囲に定めた構成である。

【0223】②本実施例の基本構成

前記各実施例においては、 $f_{ap} = f_{rs}$ はフィルタの通過帯域を形成するためには必須な条件とされている。しかし、この条件を守る限り、通過帯域には上限が生じてしまう。そこで通過帯域幅を拡大するために、図44に示すように $f_{ap} < f_{rs}$ とすることを考えた。

【0224】こうすると、同図から明らかなように、 $f_{ap} < f < f_{rs}$ の範囲では $b \times x < 0$ となり、前述の理論から減衰域となる恐れがある。しかし、現実には以下に述べるように $\Delta f (= f_{rs} - f_{ap})$ の大きさを制限してやれば、 $b \times x$ 積の値は非常に小さい値に留まるため、減衰は起こらず、実質上通過帯域として何ら問題がないことがわかった。

【0225】図45は、 $\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$ を零から増加していった時の梯子型フィルタの通過特性を示す。

【0226】実験条件としては、圧電基板は電気機械結合係数が0.05のLiTaO<sub>3</sub>を、楕形電極用のAl電極は膜厚3000Åの条件を用いた。

【0227】電極構成は、図42に示すような並列共振器と直列共振器を梯子型に接続したものを基本構成としてこれを2段に縦続接続し、それに入力側及び出力側を対称とするための並列共振器を最後段に接続したものである。梯子型回路を多段化するのは、帯域外抑圧度を実用的な値にまで高めるためである。

【0228】しかし、多段化により通過帯域内の損失も増加するため、多段化の段数は具体的なフィルタの仕様により調整する。本例は損失2dB以下、帯域外抑圧度20dB以上を実現する1つの構成例として挙げたものである。楕形電極の設計条件としては、直並列腕の共振器共に開口長が180μmで対数が50対である。直並列共振器の対数、開口長条件が等しいのでそれぞれの静電容量の比 $P = C_p / C_s$ は1である。

【0229】図45において、(A)は $\Delta f = 0$ の場合、即ち前記の実施例の場合である。

【0230】同図(B)は $\Delta f = 10\text{MHz}$ の場合である。同図(A)と比べると、通過帯域の最小挿入損は

とんど劣化せずに、通過帯域幅(損失2.5dB以下を保証する帯域幅とする)が22MHzから40MHzへ改善されている。

【0231】 $\Delta f$ の増加以上に帯域幅が改善されているのは、通過帯域の低周波側の損失回復が見られるためである。

【0232】また、帯域外抑圧度も改善される。図45(A)、(B)において高周波側の帯域外抑圧度(図中に示した)が19dBから20dBに改善されている。

【0233】このように $\Delta f$ を増加させると特性の改善がみられるがその増加量には制限がある。

【0234】図45(C)は $\Delta f = 19\text{MHz}$ とした時の通過特性図である。通過帯域内のやや高周波側に損失劣化が見られ始める。この場合で約2.5dBである。これは帯域内リップルを増加させる原因ともなり、この例ではリップル仕様限度の約1.0dBとなった。これ以上の $\Delta f$ の増加は損失劣化と帯域内リップルの増加となった。従って、 $\Delta f = 19\text{MHz}$ が、 $\Delta f$ を増加させる場合の限度となる。

【0235】この時に前述の $b \times x$ 積はどのような値になっているのかを図45(C)の $\Delta f = 19\text{MHz}$ の場合を例に調べた。

【0236】まず、図42の並列腕を構成する弾性表面波共振器と直列腕を構成する弾性表面波共振器を個別に作製し、図46(A)、(B)で示すような回路構成で、並列腕の共振器はアドミタンスを、直列腕の共振器はインピーダンスをそれぞれ測定した。測定はネットワークアナライザを使用して行ない、各々の $S_{11}$ を測定した。そして、その値を図46(A)、(B)に示す式に代入し、インピーダンス $Z$ 、及びアドミタンス $Y$ を求めた。

【0237】その結果、図47に示すような周波数特性を得た。この特性はアドミタンス、インピーダンスの虚数部のみの値、即ち $b$ または $x$ の値である。

【0238】これらより $b \times x$ 積の値を計算するとその周波数特性は図48のようになる。

【0239】同図から $f_{ap} < f < f_{rs}$ の範囲では $b \times x$ 積が負で小さな値をとっていることがわかる。

【0240】 $b \times x$ 積の絶対値の最大値 $|b \times x_{\max}|$ は後述するように

【0241】

【数9】

$$f = \sqrt{f_{ap} \times f_{rs}}$$

【0242】の時に与えられ、本実施例では0.06であった。即ち $|b \times x_{\max}|$ 値がこの値以下であれば、前述した挿入損の劣化及び帯域内リップルが共に1dB以下と小さく抑ええられることがわかる。

【0243】 $\Delta f > 19\text{MHz}$ とすると、 $|b \times x_{\max}|$ 値も増加し、損失劣化、帯域内リップルが共に1dB以上となり実用的ではない。

【0244】従って、 $|b_{x_{max}}|$  値が特性劣化の上限の指標となり、 $\Delta f$  の許容値を定める。

【0245】以下に更に一般化して詳述する。

【0246】図49に図3と同じように弾性表面波共振器をLCの2重共振回路で近似して図2のように梯子型フィルタに組んだ時の等価回路図を示す。

\*【0247】直列腕の弾性表面波共振器のインピーダンスを $Z_s$ 、並列腕の弾性表面波共振器のアドミタンスを $Y_p$ とすると、

【0248】

【数10】

$$Z_s = jX = \frac{-j(\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{\omega C_{os}(\omega_{as}^2 - \omega^2)} \quad \dots (11)$$

$$Y_p = jB = \frac{j\omega C_{op}(\omega_{ap}^2 - \omega^2)}{(\omega_{rp}^2 - \omega^2)} \quad \dots (12)$$

【0249】となる。ここで、

※【数11】

【0250】

※

$\omega_{rs} = 2\pi f_{rs} = 1/\sqrt{C_{1s}L_{1s}}$  : 直列腕共振器の共振周波数

$\omega_{as} = 2\pi f_{as} = \omega_{rs} \sqrt{1+1/\gamma}$  : 直列腕共振器の反共振周波数

$\omega_{rp} = 2\pi f_{rp} = 1/\sqrt{C_{1p}L_{1p}}$  : 並列腕共振器の共振周波数

$\omega_{ap} = 2\pi f_{ap} = \omega_{rp} \sqrt{1+1/\gamma}$  : 並列腕共振器の反共振周波数

$\gamma = C_{os}/C_{1s} = C_{op}/C_{1p}$  : 容量比(基板に固有の値をとる)

【0251】である。

★【0253】

【0252】(11)、(12)式より $b_x$ 積を求める

【数12】

と

★

$$b_x = - \frac{C_{op} \cdot (\omega_{ap}^2 - \omega^2) \cdot (\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{C_{os} \cdot (\omega_{rp}^2 - \omega^2) \cdot (\omega_{as}^2 - \omega^2)} \quad \dots (13)$$

【0254】となる。

☆【0256】

【0255】(13)式の $b_x$ に極値を与える角周波数

【数13】

$\omega$ は $\partial(b_x)/\partial\omega = 0$ から求まり、それは、

☆

$$\omega = \sqrt{\omega_{ap} \cdot \omega_{rs}} \quad \dots (14)$$

【0257】となる。

◆【0259】

【0258】これを(13)式に代入した値が通過帯域内の $b_x$ 積の絶対値の最大値となる。これを求めると

【数14】

◆

$$b_{x_{max}} = - \frac{C_{op} \cdot (1+1/\gamma)}{C_{os} \cdot [1+1/(\gamma \cdot \Delta\omega/\omega_{rs})]^2} \quad \dots (15)$$

【0260】となる。

\* \* 【0261】ここで、

$$\Delta\omega = \omega_{rs} - \omega_{ap} = 2\pi \cdot \Delta f \quad \dots (16)$$

である。

※ような領域になる。

【0262】(15)式を $b_{x_{max}}$ と $\Delta f/f_{rs}$ の関係として $P = C_{op}/C_{os}$ をパラメータとしてプロットすると図50のようになる。

【0264】従って、 $P = C_{op}/C_{os}$ によって異なる $\Delta f/f_{rs}$ の許容値 $\alpha$ が決定でき、それは(15)式の $|b_{x_{max}}| = 0.06$ として、次式となる。

【0265】

【0263】同図において、先に実験的に求めた $b_x$ の積の許容値0.06以下という条件を図示すると斜線の※

【数15】

$$\alpha = 1 / (\sqrt{P(\gamma^2 + \gamma)} / 0.06 - \gamma) \quad \dots (17)$$

【0266】容量比 $\gamma$ は基板材料できまり、実験によれば、 $36^\circ$  Yカット伝搬LiTaO<sub>3</sub>で約15であった。

$$\alpha = 6.67 \times 10^{-2} / (4.22 \sqrt{P-1}) \quad \dots (18)$$

【0269】となる。

【0270】 $P=1$ の時、 $\alpha=0.02$ となり、 $f_{rs}=948\text{MHz}$ の図45の実施例の場合で $\Delta f=19\text{MHz}$ となり、(18)式が成り立っていることが確認できる。

【0271】 $\Delta f$ を増大させる効果は、容量比 $\gamma$ が小さい圧電基板材料、即ち電気機械結合係数の大きな基板材料に有効であり、そのような圧電基板材料に対して(17)式を求めた。

【0272】 $\gamma$ 値は電気機械結合係数 $k^2$ の逆数に比例するため、 $36^\circ$  YカットX伝搬LiTaO<sub>3</sub>の $\gamma$ 値と、 $k^2=0.05$ の値とを用いて、他の高い電気機械結合係数をもつ材料 $64^\circ$  YカットX伝搬LiNbO<sub>3</sub> ( $k^2=0.11$ )と、 $41^\circ$  YカットX伝搬LiNbO<sub>3</sub> ( $k^2=0.17$ )の $\gamma$ 値を求めると、前者が6.8、後者が4.4である。尚これらの $k^2$ の値は文献(“Applications for Piezoelectric Leaky Surface Wave”:K.Yamanouchi and M.Takeuchi,1990 ULTRASONICS SYMPOSIUM Proceedings, pp11-18, 1990)を参照した。

【0273】なお、図51は容量比 $\gamma$ と電気機械結合係数 $k^2$ との関係を示す。

【0274】同図の関係は $36^\circ$  Yカット伝搬LiTaO<sub>3</sub>の $k^2$ と $\gamma$ 値との値を使い、

【0275】

【数17】

$$k^2 \propto \frac{1}{\gamma}$$

【0276】として求めたものである。

【0277】図51の関係から、 $64^\circ$  Yカットと $41^\circ$  YカットのX伝搬LiTaO<sub>3</sub>の $\gamma$ 値を求めることができ、前記と同じくそれぞれ $\gamma=6.8$ 、と4.4となる。

【0278】③実施例11の構成

こゝで、図42及び図43に示す実施例の構成について説明する。

【0279】241は $36^\circ$  Y-LiTaO<sub>3</sub>の圧電基板であり、 $1.5 \times 2 \times 0.5\text{mm}$ の大きさである。

【0280】入力側から順番に並列腕共振器(R

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{P-1}) \quad \dots (19)$$

【0292】となる。

【0293】 $41^\circ$  YカットX伝搬LiNbO<sub>3</sub>の場合には、 $\gamma=4.4$ であり、

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{P-1}) \quad \dots (20)$$

【0295】となる。

\*【0267】このため、(17)式は、

【0268】

\*【数16】

※ $p_1$ )、直列腕共振器( $R_{s1}$ )、並列腕共振器( $R_{p1}$ )、直列腕共振器( $R_{s2}$ )、並列腕共振器( $R_{p2}$ )の順で並んでいる。

【0281】個々の共振器は両サイドに反射器242(短絡型)をもった構造である。

【0282】個々の共振器はいずれも開口長が $180\mu\text{m}$ 、電極指の対数が50対、反射器も50対である。

【0283】楕円電極指の周期のみ並列腕共振器と直列腕共振器とで変えてある。並列腕共振器の周期は $\lambda_p=4.39\mu\text{m}$ (パターン幅とギャップは1:1であるため、パターン幅は $\lambda_p/4 \approx 1.1\mu\text{m}$ )、直列共振器の周期は $\lambda_s=4.16\mu\text{m}$ (同様にパターン幅は $\lambda_s/4=1.04\mu\text{m}$ )である。

【0284】それぞれの周期はそれぞれの共振器の共振周波数( $f_{rp}$ 、 $f_{rs}$ )が所定の値( $f_{rp}=893\text{MHz}$ 、 $f_{rs}=942\text{MHz}$ )となるように

$\lambda_s = V_s / f_{rs}$ 、及び

$\lambda_p = V_s / f_{rp}$

より決定したものである。ここで、 $V_s$ は電極膜厚3000Åの時の $36^\circ$  YカットX伝搬LiTaO<sub>3</sub>結晶の表面波の音速であり、実験的に $V_s=3920\text{m/s}$ と求められた。

【0285】上記構成の弾性表面波フィルタ240は、図45(C)に示す広帯域で且つ低損失の通過特性を有する。

【0286】なお、 $\Delta f=19\text{MHz}$ である。

【0287】図43中、 $\lambda_p$ だけを変えて $4.35\mu\text{m}$ とすると、 $\Delta f$ が $10\text{MHz}$ となり、図45(B)の特性が得られる。

【0288】尚、電極材料はAl-Cu合金であり、膜厚は3000Åで、表面波が圧電基板241のX軸方向に伝搬するように配置してある。

【0289】次に、他の圧電基板を用いた場合の例について説明する。

【0290】 $64^\circ$  YカットX伝搬LiNbO<sub>3</sub>の場合には、 $\gamma=6.8$ であり(17)式は、

【0291】

【数18】

★【0294】

【数19】

★

50 【0296】 $\gamma$ 値が小さくなる程、即ち電気機械結合係

数が大きな基板になる程、 $\alpha$ は大きくなり、 $\Delta f$ を大きく広げても特性劣化は起りにくい。

【0297】〔実施例12〕図52は本発明の第12実施例になる表面波フィルタ250の回路構成図を示す。

【0298】図53は、図52の回路構成の弾性表面波フィルタを具体化した構造を示す。

【0299】図54及び図55は、図52、53の弾性表面波フィルタの特性を示す。

【0300】①実施例の概要

説明の便宜上、まず本実施例の概要について説明する。

【0301】本実施例の弾性表面波フィルタは、直並列に弾性表面波共振器を接続し、これを複数個多段化した梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、直並列共振器1つずつからなる単位区間の間のイメージインピーダンスの整合を図り、各接続点での損失を減らす構成としたものである。

【0302】これにより、通過帯域における挿入損失を低減することが可能となる。

【0303】②発明の完成までの思考過程

次に、本発明の完成までの思考過程について説明する。

【0304】図56(A)、(B)に示すように少なくとも1個ずつの直列腕共振器と並列腕共振器の梯子型接続により、バンドパス特性を得ることができる。なお、この一個ずつの直列腕共振器と並列腕共振器の梯子型接続が、フィルタの単位区間となる。

【0305】この際、直列腕共振器の共振周波数と並列共振器の反共振周波数は一致若しくは、通過帯域幅拡大の上から前者が後者より高い周波数を持つことが望ましい。図56(A)、(B)の単位区間は互いに入出力端が直列腕であるかで、二つのタイプがあり、これらを多段に接続したものは、図57(A)、(B)、(C)に示すように3つのタイプに分類される。

【0306】図57(A)は入出力側の一方が直列腕で\*

$$Z_{11} = \sqrt{D_1 B_1 / C_1 A_1} \quad \cdots (21)$$

【0316】同様に回路2側をみたイメージインピーダンス $Z_{12}$ は、次式のように表される。

$$Z_{12} = \sqrt{A_2 B_2 / C_2 D_2} \quad \cdots (22)$$

【0318】これらのイメージインピーダンスは負荷抵抗(純抵抗)R。とは無関係に決まる。

【0319】(21)式と(22)式を等しいと置く ★

$$D_1 B_1 / C_1 A_1 = A_2 B_2 / C_2 D_2 \quad \cdots (23)$$

図59は、前述のインピーダンス整合条件を梯子型回路の単位区間に適用した場合を示す。

【0321】図59(A)は、インピーダンス整合が悪い接続方法で、(23)式の条件を満たさない。 ☆

$$\Gamma = \frac{Z_s Y_p}{2 + Z_s Y_p} \quad \cdots (24)$$

【0324】となる。Z、Y。は実際の素子では通過帯域でも完全に0とはならないため $\Gamma$ も0にはならない。

\* 他方が並列腕である場合、(非対称型)、(B)は入出力端共に並列腕である場合(対称型)、同図(C)は入出力端共に直列腕である場合(対称型)である。

【0307】このように多段化した場合、挿入損失、帯域外抑圧度ともに単位区間の $n$ 倍となり、一般に挿入損失は悪くなるものの、帯域外抑圧度は改善する。とくに単位区間の損失が0に近い場合はこの多段化は有効である。

【0308】しかしながら、単位区間同士の通過帯域におけるインピーダンス整合が適切でないと、挿入損失が理論的な $n$ 倍よりもさらに悪化する。

【0309】インピーダンス整合が適切でないと、単位区間の境界(図57中の線1-1'から $n-n'$ までの各境界)で電力の反射が起こり、損失増加となるからである。

【0310】単位区間同士の電力反射を $\Gamma$ とすると損失も $n10\log(\Gamma)$ となる。

【0311】従って単位区間同士のインピーダンス整合をはかり、境界での電力反射を押さえることにより、挿入損失の増加を極力押さえることが重要である。

【0312】次に、単位区間同士のインピーダンス整合を図る方法について説明する。

【0313】図58に示すように、一般に2つの異なる4端子定数(F行列の4つの定数A、B、C、D)をもつ回路同士を、インピーダンス整合を図って接続する場合、境界 $b-b'$ からそれぞれの回路側を見たイメージインピーダンスが互いに等しいと置けば良い。

【0314】図58に示すように回路1側をみたイメージインピーダンス $Z_{11}$ は、回路1の4端子定数 $A_1$ 、 $B_1$ 、 $C_1$ 、 $D_1$ を使って次式のように表される。

【0315】  
【数20】

※【0317】  
【数21】

★と、次式のようなインピーダンス整合条件が求まる。  
【0320】

☆【0322】境界 $b-b'$ から右側をみた反射係数 $\Gamma$ は、

【0323】  
【数22】

【0325】これに比べ、図59(B)、または図59(C)は境界b-b'で(23)式の条件を満たすため反射は0となり、損失は生じない。

【0326】例えば、図59(B)の場合、境界b-

$$Z_{11} = \sqrt{Z_0 / Y_0 (1 + Z_0 Y_0)}$$

【0328】となる。境界b-b'から右側をみたイメージインピーダンス $Z_{12}$ も(22)式から求めると、 $Z_{11}$ と等しくなることが分かる。

【0329】従ってインピーダンス整合がとれ、境界での反射係数は0となる。

【0330】図59(C)も同様にインピーダンス整合がとれていることが証明される。

【0331】次に図59(B)、(C)のような接続法を利用して単位区間を多段接続する方法を考察する。

【0332】図60(A)は、図59(B)、(C)の接続法を交互に繰り返して単位区間を $n$ ( $>2$ )段接続した回路を示す。このような接続方法をつかえば、前述の理由から何段接続しても各単位区間の電力反射は起こらない。

【0333】図60(A)の構成で、互いに隣接しあう並列腕の共振器同士、または直列腕の共振器同士を加えてひとまとめにすると図60(B)と等価になる。

【0334】この結果、最も入出力端に近い腕のみがそれより内側の腕に対して半分の大きさのインピーダンスあるいはアドミタンス値をもつようになることがわかる。

【0335】図57で示した3種類の多段化の仕方に対してこの原理を適用すると、インピーダンス整合を図った接続法として、それぞれ図61(A)、(B)、(C)の方法が得られる。

【0336】図61(A)は図57(A)に対応する整合化接続法で、入出力端のどちらか一方が直列腕で、他方が並列腕の場合である。この場合は、端部の直列腕共振器のインピーダンス値は、内側直列腕共振器のインピーダンス値の半分であり、また、他方の端部の並列腕共振器のアドミタンス値も、内側の並列腕共振器のアドミタンス値の半分である。

【0337】同様に図61(B)は図57(B)の、また図61(C)は図57(C)の整合化接続法である。

【0338】図61(B)の場合は両端部が並列腕の場合で、両端部の並列腕共振器のアドミタンス値は、それより内側の並列腕共振器のアドミタンス値の半分となっている。

【0339】図61(C)の場合は両端部が直列腕の場合で、両端部の直列腕共振器のインピーダンス値は、それより内側の直列腕共振器のインピーダンス値の半分となっている。

【0340】㊸実施例12の構成

\* b' から左側みたイメージインピーダンスは、(21)式から、

【0327】

【数23】

…(25)

次に、上記の考え方に基づく、本発明の第12実施例について説明する。

10 【0341】図52は本発明の第12実施例になる弾性表面波フィルタ250の基本的構成を示す。

【0342】この弾性表面波フィルタを具体化すると、図53に示す如くなる。

【0343】3つの直列腕共振器( $R_{s1}$ ,  $R_{s2}$ ,  $R_{s3}$ )と3つの並列腕共振器( $R_{p1}$ ,  $R_{p2}$ ,  $R_{p3}$ )とから成り、それぞれ図52に示す等価回路のように接続されている。

20 【0344】これらの6つの共振器は共に開口長( $90\mu\text{m}$ )が同じであり、且つ電極指対数(100対)も同じである。

【0345】また、各共振器は同図に示すような短絡型の反射器を両側に有し、Qを高めている。

【0346】反射器の対数は100対程度である。

【0347】直列腕共振器( $R_{s1} \sim R_{s3}$ )はすべて同じ長さの電極指周期( $\lambda_s$ )であり、 $\lambda_s = 4.19\mu\text{m}$ である。

【0348】又、並列腕共振器( $R_{p1} \sim R_{p3}$ )の周期は、これと異なる周期 $\lambda_p = 4.38\mu\text{m}$ としてある。

30 【0349】比較の対象として、この構成に対する従来構成を図62に示す。

【0350】図52及び図62の両方について、インピーダンス $Z_0$ で示される直列腕の一端子弾性表面波共振器の設計条件は、開口長 $90\mu\text{m}$ 、対数100対である。アドミタンス $Y_0$ で示される並列腕の一端子弾性表面波共振器も同じ条件である。

【0351】圧電基板結晶は、 $36^\circ$  YカットX伝搬 $\text{LiTaO}_3$ を用い、その上に弾性表面波共振器として3000ÅのAl合金膜の楕形パターンが形成してある。

40 【0352】図54中、実線251は図53のフィルタ250の特性を示す。破線252は図62の従来のフィルタの特性を示す。両者より本実施例のフィルタ250の方が、低損失化されていることがわかる。特に通過帯域の両端での改善が大きい。

50 【0353】次に図62の従来のフィルタにおいて、単位区間(3)のアドミタンス $Y_0$ で表される並列共振器のみ、対数を100対から80対に減らしてアドミタンス $Y_0$ の値を小さくした時の通過特性を図55中、線253で示す。同様に挿入損失が改善されていることが分かる。従って、端部のアドミタンス値は $1/2$ としなく



とも、内側のアドミタンス値より減らすだけでも、十分ではないが効果があると言える。インピーダンス値に対しても同様である。

【0354】以上、図61(A)の基本形に対する実施例を示したが、これは中央部に多数の単位区間が増えても同様な効果を有する。

【0355】〔実施例13〕図63は、本発明の第13実施例になる弾性表面波フィルタ260である。

【0356】この弾性表面波フィルタは、図61(B)に示す構成方法に基づいたものである。

【0357】この弾性表面波フィルタ260は、図54の線251で示したものと同様な損失低減効果をもたらす。

【0358】〔実施例14〕図64は、本発明の第14実施例になる弾性表面波フィルタ270である。

【0359】この弾性表面波フィルタは、図61(C)に示す構成方法に基づいたものである。

【0360】この弾性表面波フィルタ270も、図54の線251で示したものと同様な損失低減効果をもたらす。

$$Y_0 = g + j \cdot b$$

g:コンダクタンス分

b:サセプタンス分

r:抵抗分

x:リアクタンス分

とする。

【0368】このように仮定すると、g、b、r、xの周波数特性は図69のようになる。

【0369】並列腕共振器のアドミタンス $Y_0$ のサセプタンス分b(図69中の点線)は、共振周波数 $f_{rp}$ で最大値をとり、そこで符号を+から-へ変え、反共振周波数 $f_{ap}$ で0(零)となり、 $f_{ap}$ 以上で符号が再び+になり、少しづつ増大してゆく。

【0370】一方、 $Y_0$ のコンダクタンス分g(図69中の一点鎖線)は、同様に $f_{ap}$ で最大値をとり、 $f_{ap}$ を越えると急激に減少し、徐々に0に近づいていく。

【0371】尚コンダクタンス分gは+の値しかとらない。

【0372】直列腕共振器のインピーダンス分Z、のリアクタンス分x(図69中の実線)は、アドミタンスとは逆に共振周波数 $f_{rs}$ で0となり、反共振周波数 $f_{as}$ で最大値をとり、さらに+から-へ符号を変え、 $f_{as}$ 以上では一側から0へ近づいていく。

$$S_{21} = \frac{100}{100 + r + 50r \cdot g + 2500g} \quad \dots (28)$$

【0381】となる。

【0382】ここで、 $r > 0$ 、 $g > 0$ であるので、(28)式はr、g共に増加するほど $S_{21}$ は1より小さくなり、 $20 \log |S_{21}|$ で表される挿入損失も増大して

＊す。

【0361】〔実施例15〕次に本発明の第15実施例になる弾性表面波フィルタについて図65及び図66等を参照して説明する。

【0362】①実施例の概要

説明の便宜上、まず本実施例の概要について説明する。

【0363】本実施例は、通過帯域における挿入損失を決定している原因として、櫛形電極の抵抗分とコンダクタンス分に着目し、直列配列の共振器に対しては抵抗分を減少させ、並列腕の共振器に対しては、コンダクタンス分を減少させることによりこれらを梯子型に組んだ時のフィルタ特性の挿入損失を低減させるものである。

【0364】次に、本発明の背景等について説明する。

【0365】②本発明の背景

図65に直列腕と並列腕にそれぞれ共振周波数( $f_{rs}$ 、 $f_{rp}$ )の異なる2つの弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路の基本構成を示す。

【0366】ここで、並列腕共振器のアドミタンスを、

$$\dots (26)$$

※とする。

【0367】また直列腕共振器のインピーダンスを、

$$\dots (27)$$

★【0373】また、抵抗分rは0から徐々に増加してゆき、反共振周波数 $f_{as}$ で最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。

【0374】rもgと同様に+の値しかとらない。

【0375】ここで、フィルタ特性を作るためには、前記並列共振器の反共振周波数 $f_{ap}$ と直列共振器の共振周波数 $f_{rs}$ とは略一致もしくは後者がやや大きいことが条件である。

【0376】図69の下部に上のインピーダンス、アドミタンスの周波数特性に合わせて、フィルタ回路としての通過特性を示す。

【0377】 $f_{ap} \approx f_{rs}$ 近傍で通過帯域をとり、それ以外では減衰領域となる。

【0378】同図からも明らかなように、通過帯域の特に中心周波数近傍ではb及びxは0になる。

【0379】従って、フィルタとしての通過特性は $S_{21}$ は、rとgのみで決まり、

【0380】

【数24】

いく。

【0383】従って、r、gは共に0に近い程、挿入損失は小さいことになる。

【0384】次に、r、gは弾性表面波共振器を形成す

る楕形電極のどのような部分から生じているのかを説明する。

【0385】こゝでは、図3(B)中、 $r_1$ をも考慮に入れて考える。

【0386】 $r_1$ は楕形電極の電気抵抗分及び楕形電極指の各端部から基板内部へバルク波となつて漏れていくエネルギー損失分を音響抵抗分として表したものを合計したものである。

【0387】今、バルク波放射による抵抗分は楕形電極の形状に殆ど依存しないため、楕形電極の電気抵抗 $r_1$  \*10

$$r = l_1 \cdot \rho_0 / (N_1 \cdot W \cdot t) \quad \cdots (29)$$

となる。

【0391】また、並列腕共振器の開口長を $l_0$ 、対数※

$$g = N_0 \cdot W \cdot t / (l_0 \cdot \rho_0) \quad \cdots (30)$$

となる。

【0392】従って、(28)式における挿入損失にお★

$$\begin{aligned} & r + 50 r \cdot g + 2500 g \\ & = l_1 \cdot \rho_0 / (N_1 \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_1 / l_0) \cdot (N_0 / N_1) \\ & \quad + 2500 \cdot N_0 \cdot W \cdot t / (l_0 \cdot \rho_0) \quad \cdots (31) \end{aligned}$$

となる。

【0393】(31)式より、直列腕共振器は開口長 $l_1$ が短く、対数 $N_1$ が多い程、また、並列共振器は開口長 $l_0$ が長く、対数 $N_0$ が少ない程、損失低減に効果があることが分かる。特に、 $l_1 / l_0 < 1$ 、 $N_0 / N_1 < 1$ である程、言い換えれば開口長は、直列腕共振器の☆

$$r = 50 r \cdot g + 2500 g = r_1 + 50 (r_1 / r_0) + 2500 (l_1 / r_0)$$

となる。従って、 $(r_1 / r_0) < 1$ 、即ち $r_1 < r_0$ であれば挿入損失の増大は抑制できる。

【0396】なお、この場合 $l_1$ をあまり狭め過ぎると表面波の回折による損失が現れ、逆に $l_1$ を長くしすぎると抵抗増大による並列共振器のQ低下を招き、低周波側の帯域外抑圧度が悪くなるため、その大きさには限度◆

$$\begin{aligned} & r + 50 r \cdot g + 2500 g \\ & = l_1 \cdot \rho_0 / (N_1 \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_1 / l_0) \cdot (N_0 / N_1) \\ & \quad (t_0 / t_1) + 2500 \cdot N_0 \cdot W \cdot t_0 / (l_0 \cdot \rho_0) \quad \cdots (32) \end{aligned}$$

従って、 $t_0 / t_1$ とすることで同様に損失を低減できる。

【0399】この他にも抵抗率の異なる( $\rho_{01}$ 、 $\rho_{02}$ )2種類の金属膜からなる共振器を、直列腕と並列腕に配置してフィルタを作り、 $\rho_{01} / \rho_{02} < 1$ とすることも可能であるが、実際に素子をつくる場合、量産性等を考慮すると实际的ではない。

【0400】③実施例15の構成

次に、上記考え方を採用した実施例について説明する。

【0401】図65は本発明の第15実施例の弾性表面波フィルタ280の回路構成を示す。

【0402】図66は図65の回路構成を具体化した構造を示す。

【0403】用いた圧電基板241は36° YカットX

\*に比例する。

【0388】特に $x = 0$ の中心周波数近傍では $r = r_1$ となる。

【0389】また、並列腕共振器のアドミタンスのコンダクタンス分 $g$ は、楕形電極の電気抵抗のコンダクタンス $1 / r_1$ に比例する。

【0390】今、楕形電極の電極指の抵抗率を $\rho_0$ 、電極指の幅を $W$ 、膜厚を $t$ とし、直列腕共振器の開口長を $l_1$ 、対数を $N_1$ 、とすると、

※を $N_0$ とすると、同一基板、同一金属膜を使う場合は $\rho$

、 $W$ 、 $t$ はほぼ等しいから、

★ける増加分は、

20☆方が並列腕共振器より短い方が、対数は、直列腕共振器の方が並列腕共振器より多い方が一層効果がある。

【0394】ここで、この理由について述べる。

【0395】上記(31)式において、 $r = r_1$  ( $r_1$ ：直列腕共振器の電気抵抗)及び $g = 1 / r_0$  ( $r_0$ ：並列腕の電気抵抗)であるから

◆がある。

【0397】さらに楕形電極を形成している金属膜の膜厚を直列腕の方を $t_1$ 、並列腕の方を $t_0$ 、とすると(31)式は次のようになる。

【0398】

$\text{LiTaO}_3$ であり、電極材料は3000ÅのAl膜である。

【0404】従来は、直列腕、並列腕共に、楕形電極の開口長 $l_1 = l_0 = 90 \mu\text{m}$ 、対数 $N_1 = N_0 = 100$ 対であるのに対し、本実施例では、直列腕を、 $l_1 = 45 \mu\text{m}$ 、 $N_1 = 200$ 対、並列腕を $l_0 = 180 \mu\text{m}$ 、 $N_0 = 50$ 対とした。 $l_1 > l_0$ であり、 $N_1 > N_0$ である。また、 $l_1 / l_0 = 0.25$ 及び $N_1 / N_0 = 0.25$ である。

【0405】この時、対数と開口長の積で形状的に決まる楕形電極の静電容量 $C$ は変わらないようにした。

【0406】図66の実線281が本実施例の特性、破線282が従来例の特性である。従来では損失が2.5 dBであったものが本実施例により2.0 dBとなり、

本実施例により0.5 dB以上改善した。即ち、フィルタの挿入損失がdB換算で25%も改善された。

【0407】また、本実施例の場合、直列腕共振器の対数を増加したことにより、耐電力性も向上し、印加可能な最大電力が20%向上した。

【0408】以上の実施例の場合、 $l_1 = 30 \mu\text{m}$ 以下で回折損が現れ始め、 $l_1 = 300 \mu\text{m}$ 以上で低周波側の帯域外劣化が起こり始めたことから、これらの値が限度であった。

【0409】以上、直列腕の電気抵抗を下げ、並列腕の電気抵抗を上げる（コンダクタンスを下げる）ことにより、通過帯域の挿入損が改善されることは明らかである。

【0410】また、並列腕共振器の膜厚を直列腕共振器の膜厚より薄くした構成とすることもできる。

【0411】この構成によっても、上記実施例の場合と同様に、通過帯域の損失を少なくできる。

【0412】

【発明の効果】以上説明した様に、請求項1の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外抑圧度を高めることが出来、しかも通過帯域幅を広げることが出来、更には損失を低くすることが出来る。

【0413】請求項2に発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外抑圧度を高めることが出来る。

【0414】請求項3の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外抑圧度を高めることが出来る。しかも、請求項2の発明に比べて損失劣化を少なく出来る。

【0415】請求項4の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外抑圧度を高めることが出来、しかも通過帯域幅を広げることが出来、更には損失を低くすることが出来る。

【0416】請求項5の発明によれば、所望の周波数領域に減衰極を新たに形成して、この部分の周波数領域を阻止域とすることが出来る。また、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭めることなく、通過帯域外抑圧度を高めることが出来る。

【0417】請求項6の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域の損失を低減することが出来、しかもリップルを小さく抑えることが出来る。

【0418】請求項7の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域の損失を低減することが出来、しかもリップルを小さく抑えることが出来る。

【0419】請求項8又は9の発明によれば、通過帯域内に現われていたリップルを無くすることが出来る。

【0420】請求項10、11、12の発明によれば、第1の共振器に付加されるインダクタンスを容易に形成出来る。

【0421】請求項13乃至17の発明によれば、通過

帯域外抑圧度及び通過帯域の損失を共に損なうことなく、従来のものに比べて通過帯域幅を拡大することが出来る。

【0422】請求項18乃至30の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域幅を広げることが出来、且つ通過帯域の損失を小さくすることが出来る。

【0423】請求項31乃至33項記載の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外抑圧度及び通過帯域幅を何ら損なうことなく、通過帯域の損失を少なくすることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の弾性表面波フィルタの原理図である。

【図2】共振器を用いたフィルタ回路の基本構成を示す図である。

【図3】一端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図である。

【図4】一端子対弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性を示す図である。

【図5】共振周波数近傍における弾性表面波共振器のインピーダンス特性及びそれらを接続してなる図1のフィルタのフィルタ特性を示す図である。

【図6】図42の従来の弾性表面波フィルタを説明する図である。

【図7】共振器にインダクタンスを直列に付加した場合の効果を示す図である。

【図8】一端子対弾性表面波共振器を直列にn個接続した場合の効果を示す図である。

【図9】並列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図10】直列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図11】本発明の弾性表面波フィルタの第1実施例の回路図である。

【図12】図11のフィルタの通過特性を示す図である。

【図13】並列腕共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図である。

【図14】図11の弾性表面波フィルタの構造をその蓋を取り外した状態で示す平面図である。

【図15】図41中、XV-XV線に沿う断面図である。

【図16】本発明の弾性表面波フィルタの第2実施例を示す図である。

【図17】図16のフィルタの通過特性を示す図である。

【図18】並列腕共振器の開口長( $A_p$ )と直列腕共振器の開口長( $A_s$ )の比( $A_p/A_s$ )の増大効果を示す図である。

【図19】本発明の弾性表面波フィルタの第3実施例を示す図である。

【図20】図19のフィルタの通過特性を示す図であ

る。

【図21】本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図である。

【図22】図21のフィルタの通過特性を示す図である。

【図23】本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図である。

【図24】図23のフィルタの通過特性を示す図である。

【図25】本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の回路図である。

【図26】図25中、第1の一端子対弾性表面共振器を示す図である。

【図27】図25のフィルタの通過特性を示す図である。

【図28】反射器設置位置  $d = (n + \beta) \cdot \lambda$  の  $\beta$  によるリップル幅への影響を示す図である。

【図29】図25の弾性表面波フィルタの構造をその蓋を取り外した状態で示す平面図である。

【図30】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の一の変形例を示す図である。

【図31】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の別の変形例を示す図である。

【図32】本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図である。

【図33】電極膜厚 ( $t$ ) のリップル発生位置への効果を示す図である。

【図34】並列腕共振器の反射器によるリップル ( $r_p$ ) が高周波減衰極へ落ちたときの状態を示す図である。

【図35】共振器型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図である。

【図36】挿入損失及びリップル発生位置の膜厚依存性の実験の結果を示す図である。

【図37】本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図である。

【図38】図37の共振器を適用した弾性表面波フィルタの通過特性を示す図である。

【図39】本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例を示す図である。

【図40】図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する別の例を示す図である。

【図41】図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図である。

【図42】本発明の弾性表面波フィルタの第11実施例の回路図である。

【図43】図42の回路を具体化した構成を示す図である。

【図44】 $f_{ap} < f_{rp}$  としたときの弾性表面波共振器の

インミタンス特性を示す図である。

【図45】 $\Delta f \equiv f_{rs} - f_{ap}$  を零から増加させたときの梯子型フィルタの通過特性の変化を説明する図である。

【図46】弾性表面波共振器の特性測定法を説明する図である。

【図47】並列腕及び直列腕の各弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図である。

【図48】 $b \times$  積の周波数依存性を示す図である。

【図49】図42の回路の一部を  $L$  と  $C$  の等価回路で表した図である。

【図50】 $|b \times \dots|$  と  $\Delta f / f_{rs}$  との関係を示す図である。

【図51】 $k^2$  と  $\gamma$  との関係を示す図である。

【図52】本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図である。

【図53】図52の回路を具体化した構成を示す図である。

【図54】図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図である。

【図55】図63のフィルタ中、出力側  $Y_o$  を減少させた場合の特性を示す図である。

【図56】1個ずつの弾性表面波共振器を梯子型にした単位区間の回路図である。

【図57】図56の単位区間を多段 ( $n$  段) に接続してなる回路の回路図である。

【図58】二つの4端子回路の接続とその境界を示す図である。

【図59】単位区間同士の接合を示す図である。

【図60】 $n (> 2)$  段に単位区間を接続する方法を説明する図である。

【図61】本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図である。

【図62】従来の弾性表面波フィルタの回路図である。

【図63】本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図である。

【図64】本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図である。

【図65】本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図である。

【図66】図65の回路を具体化した構成を示す図である。

【図67】図66のフィルタの特性を示す図である。

【図68】並列腕と直列腕に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図である。

【図69】並列腕共振器のアドミタンス ( $Y_o$ ) の周波数特性及び直列腕共振器のインピーダンス ( $Z_o$ ) の周波数特性を対応させて示す図である。

【図70】従来の弾性表面波フィルタの1例を示す図である。

41

42

【図71】図70のフィルタの通過特性を示す図である。

【符号の説明】

60, 90, 100, 110, 120, 130, 240, 250, 260, 270, 280 弾性表面波フィルタ  
80, 150 弾性表面波フィルタ装置  
81 セラミックパッケージ  
82 フィルタチップ  
83 蓋  
84<sub>-1</sub>~85<sub>-6</sub> 電極端子  
85<sub>-1</sub>~85<sub>-5</sub> 端子

\* 86<sub>-1</sub>~86<sub>-5</sub> ボンディングワイヤ

124, 125 減衰極

127 阻止域

131, 201, 211 励振電極

132, 133, 160, 161, 166, 167, 202, 203, 212, 213, 242 反射器

220, 221, 230, 231 マイクロストリップライン

241 36° YカットX伝搬LiTaO<sub>3</sub>基板(チップ)

10 R<sub>s1</sub>, R<sub>s2</sub> 直列腕共振器

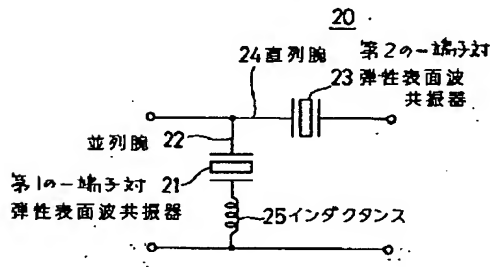
\* R<sub>p1</sub>~R<sub>p5</sub> 並列腕共振器

【図1】

【図15】

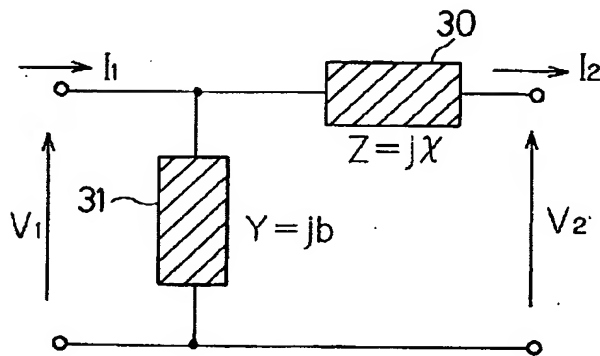
本発明の弾性表面波フィルタの原理図

図14中、XV-XV'線に沿う断面図



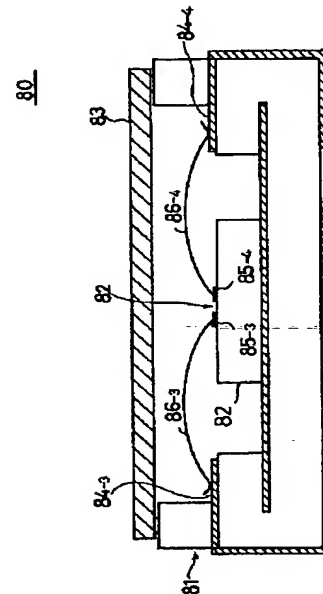
【図2】

共振器を用いたフィルタ回路の基本構成を示す図



F行列表示

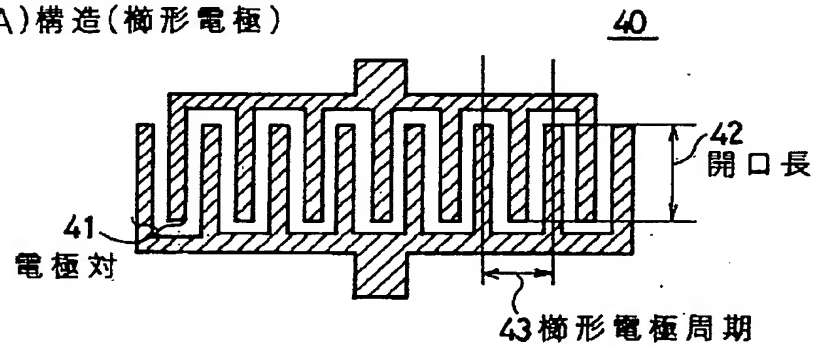
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$



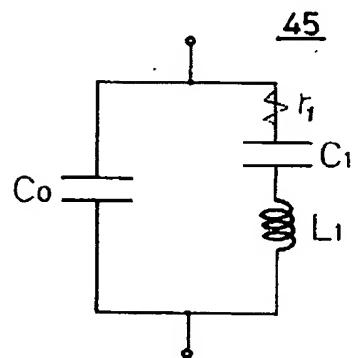
【図3】

1端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図

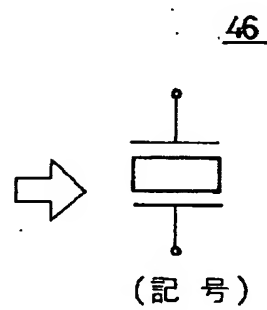
(A) 構造(楕形電極)



(B) 等価回路



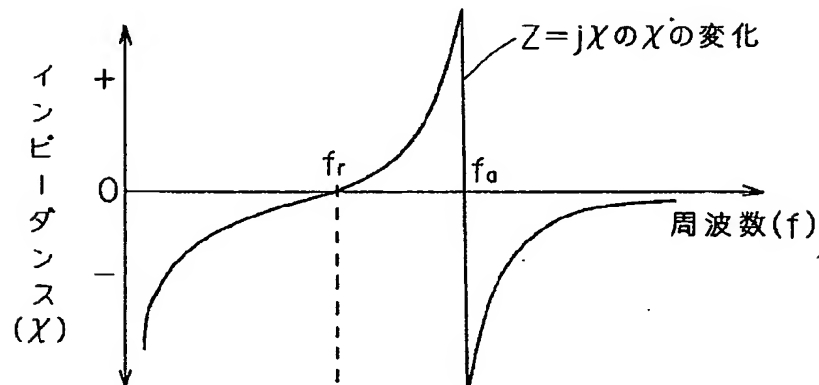
(C)



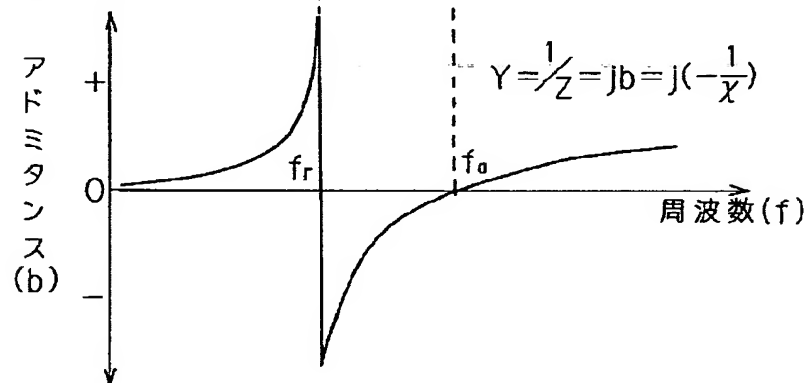
【図4】

1端子対弾性表面波共振器のインピーダンス  
及びアドミタンスの周波数特性(定性的な変化)を  
示す図

(A)インピーダンス



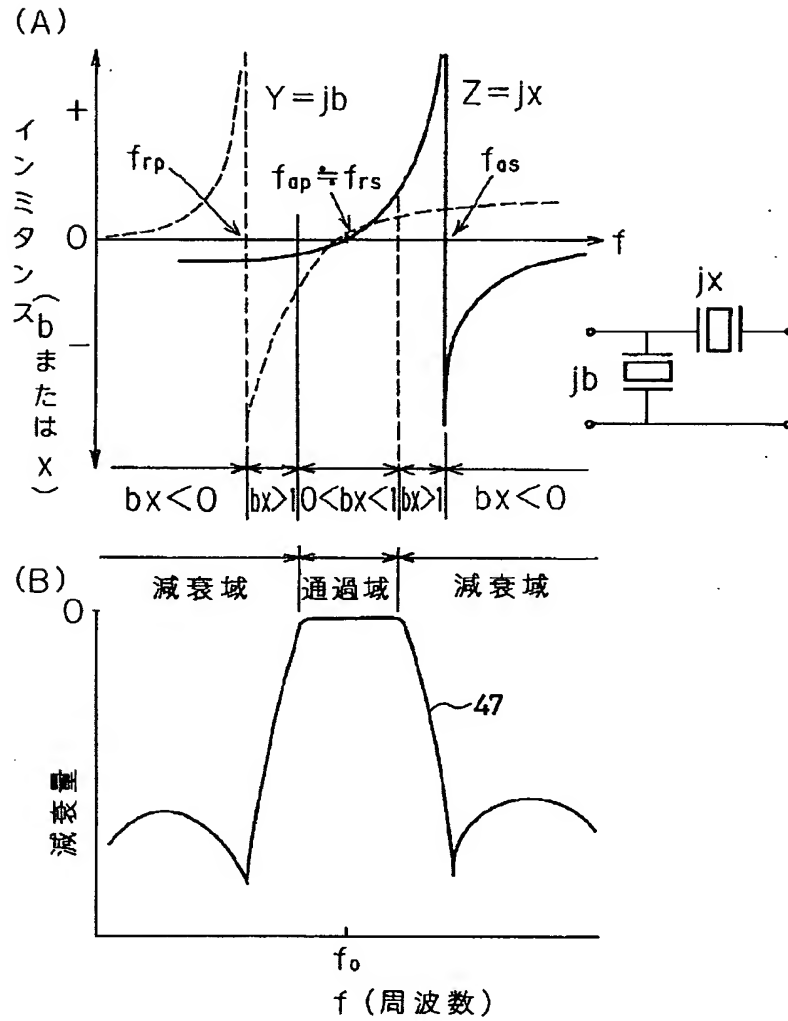
(B)アドミタンス





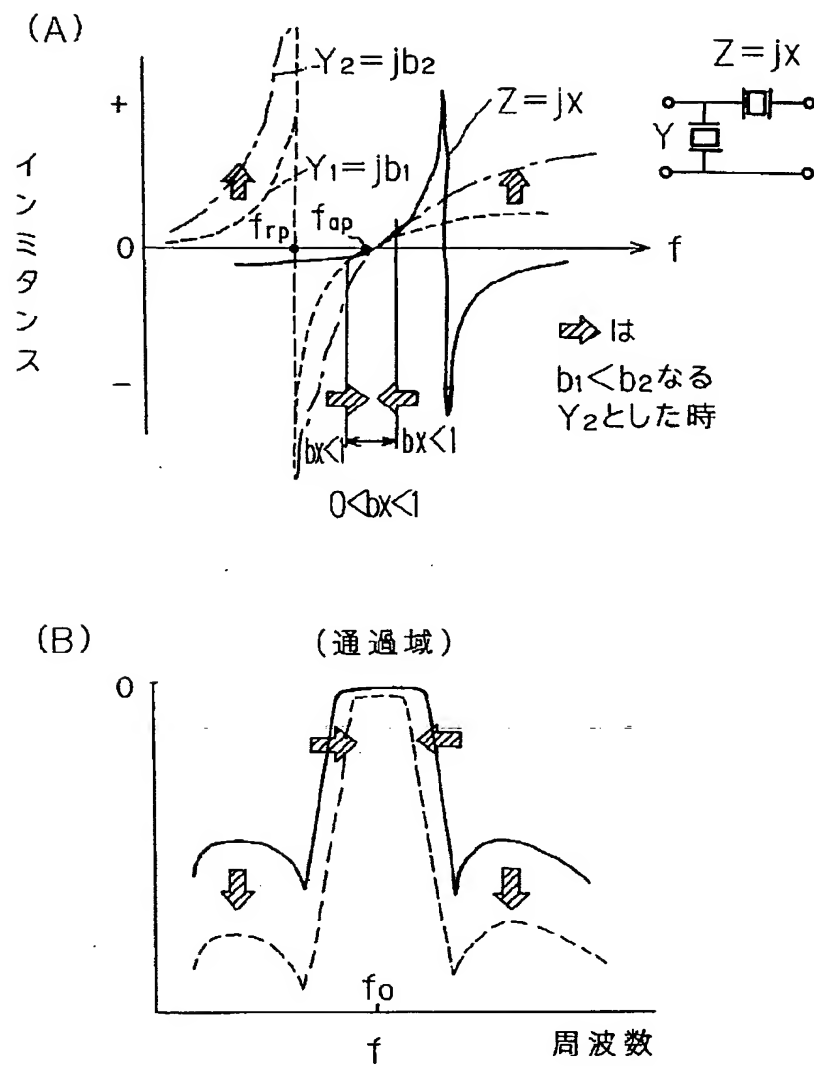
【図5】

共振周波数近傍における弾性表面波共振器の  
インミタンス特性及びそれらを接続してなる  
図1のフィルタのフィルタ特性を示す図



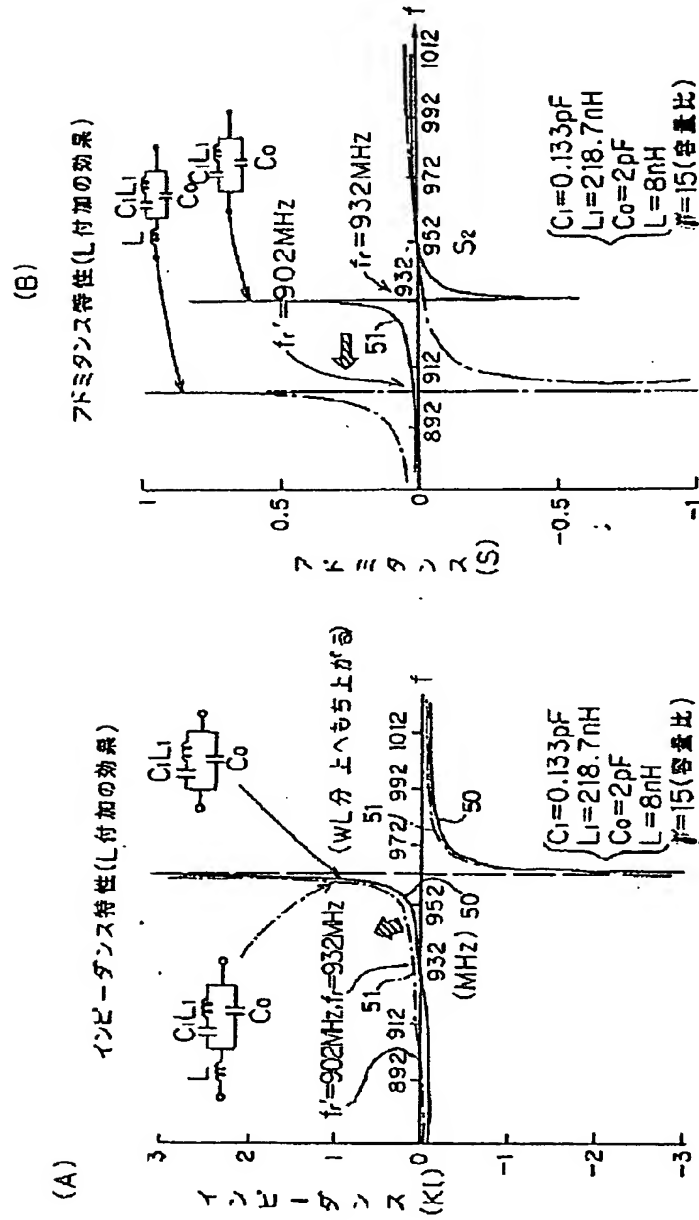
【図6】

図42の従来の弾性表面波フィルタを説明する図



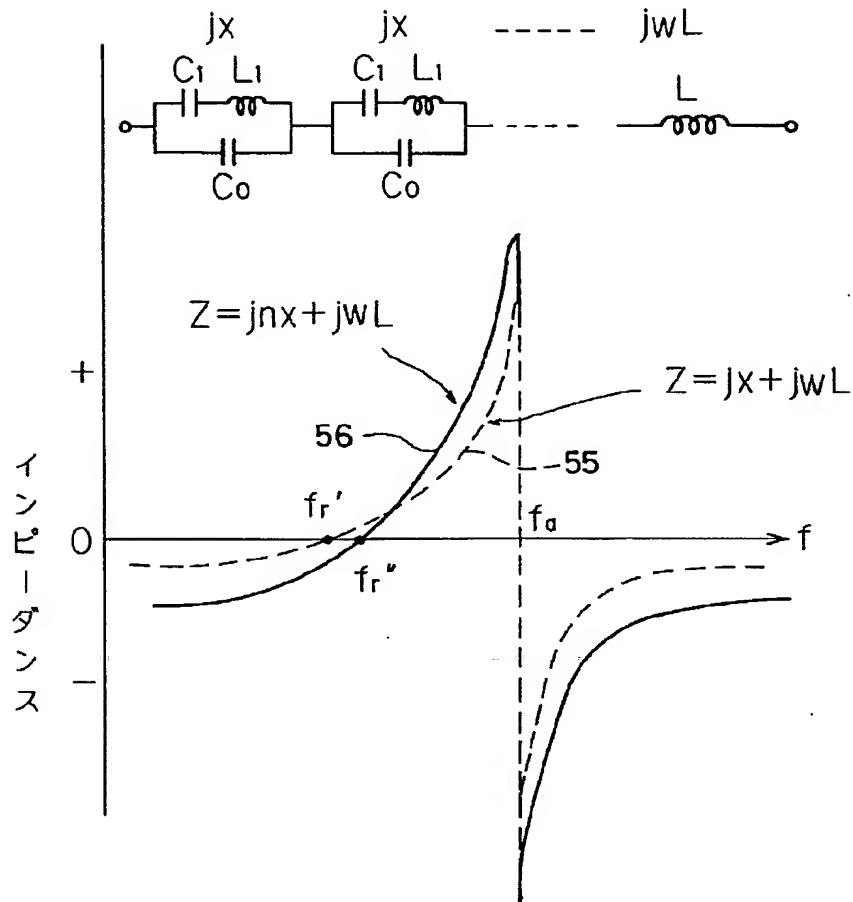
【図7】

共振器にインダクタンスを直列に付加した  
場合の効果を示す図



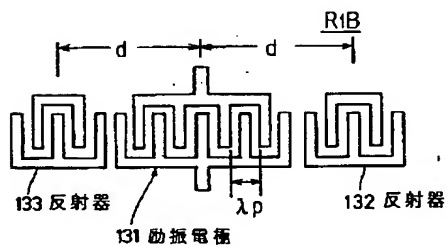
【図8】

1端子対弾性表面波共振器を  
直列に $n$ 個接続した場合の効果を示す図



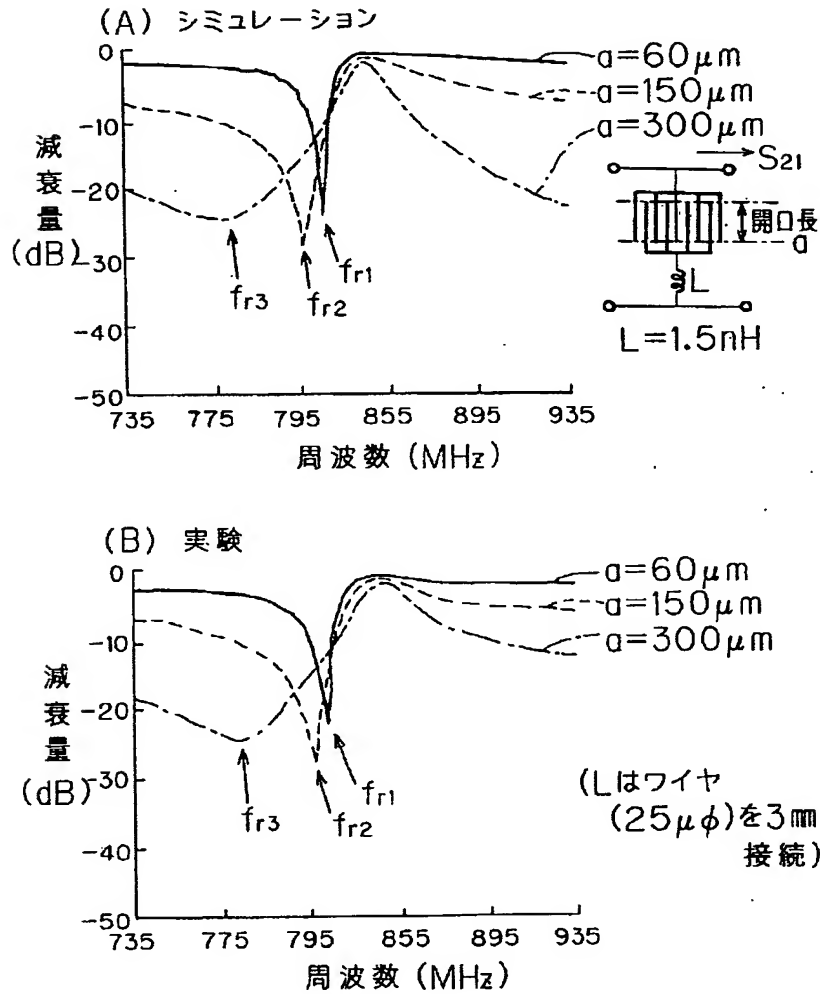
【図26】

図25中、第1の一端子対弾性表面波共振器を  
示す図



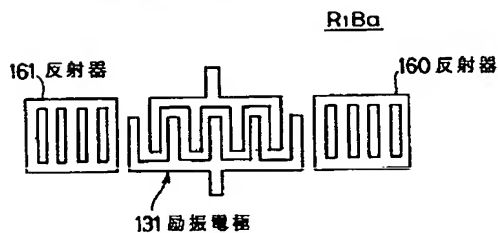
【図9】

並列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図



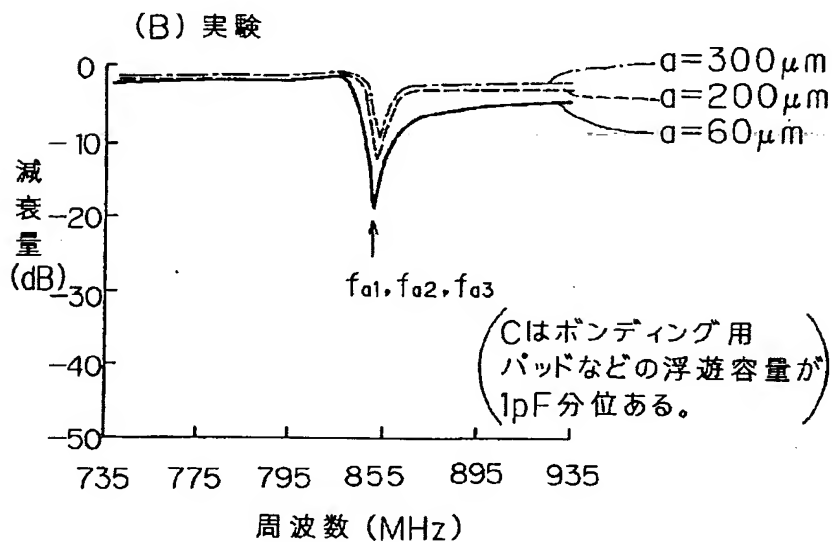
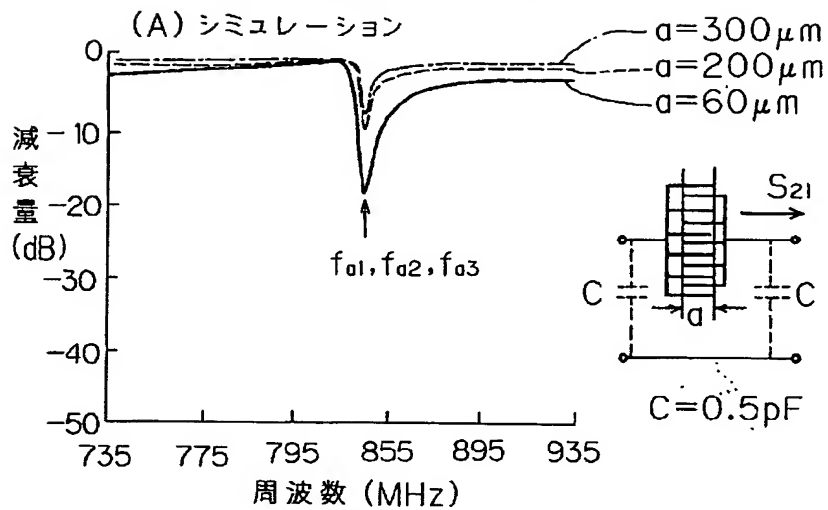
【図30】

図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の一の変形例を示す図



【図10】

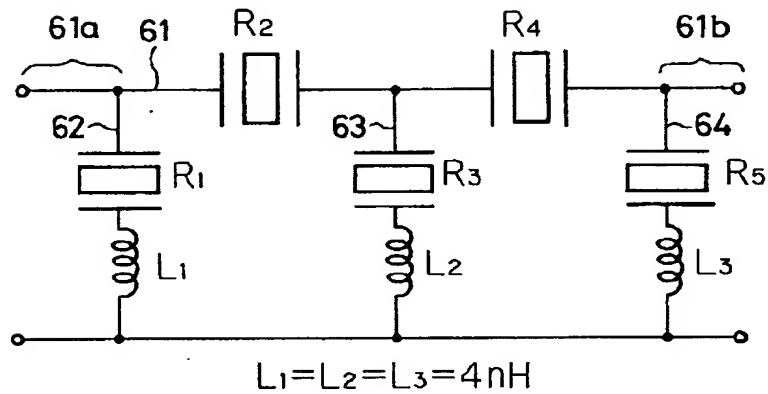
直列腕共振器の通過特性の  
開口長依存性を示す図



【図11】

本発明の弾性表面波フィルタの  
第1実施例の回路図

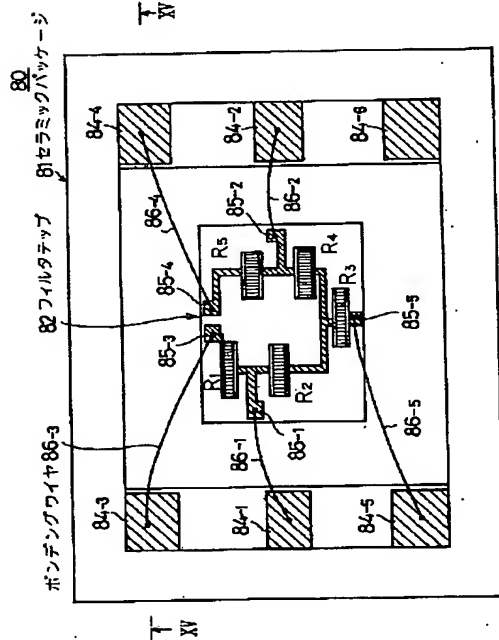
60



【図14】

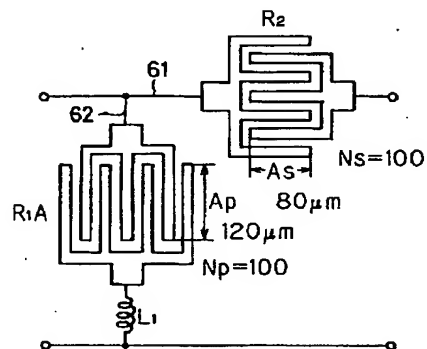
【図16】

図11の弾性表面波フィルタの構造を  
その蓋を取り外した状態で示す平面図



本発明の弾性表面波フィルタの第2実施例を  
示す図

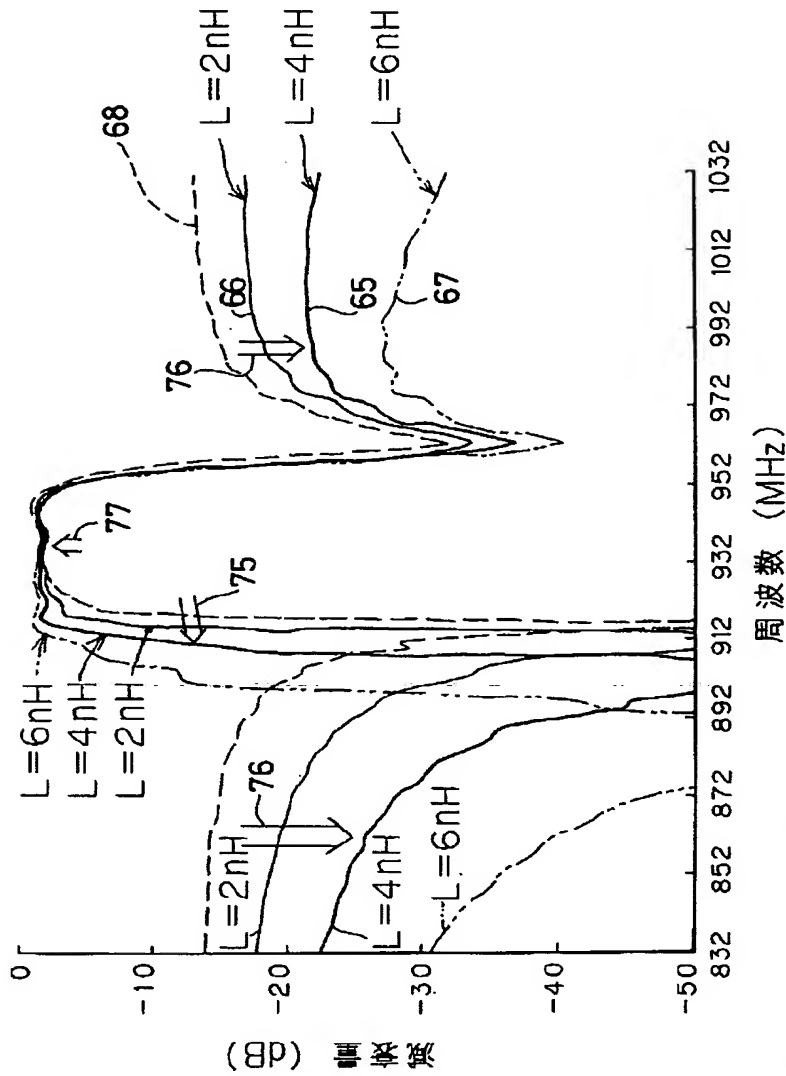
90



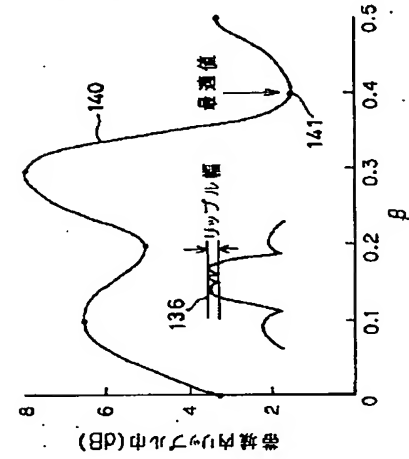


【図12】

図11のフィルタの通過特性を示す図



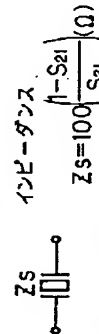
【図28】

反射器設置位置  $d = (n + \beta) \cdot \lambda$  の  $\beta$  によるリップル幅への影響を示す図

【図46】

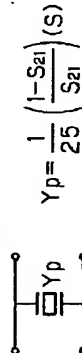
弾性表面波共振器の特性測定法を説明する図

(A) 直列共振を構成する弾性表面波共振器のインピーダンス測定



$$Z_s = 100 \left( \frac{1 - S_{21}}{S_{21}} \right) (\Omega)$$

(B) 並列共振を構成する弾性表面波共振器のアドミタンス測定

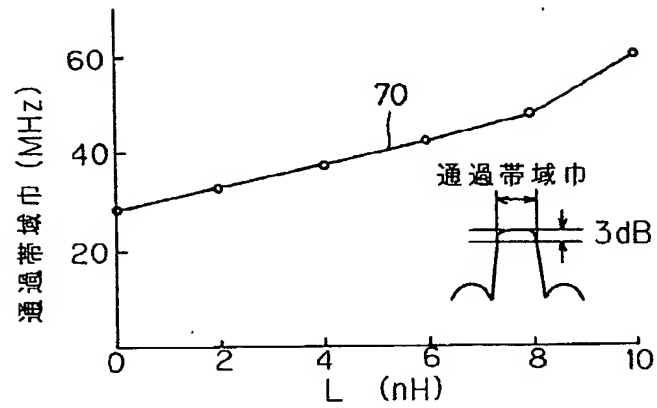


$$Y_p = \frac{1}{25} \left( \frac{1 - S_{21}}{S_{21}} \right) (S)$$

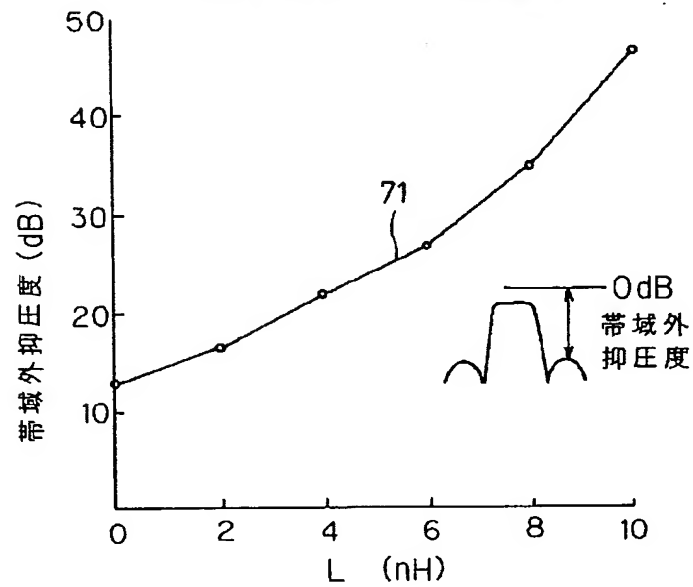
【図13】

並列腕共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図

(A) 通過帯域巾への影響

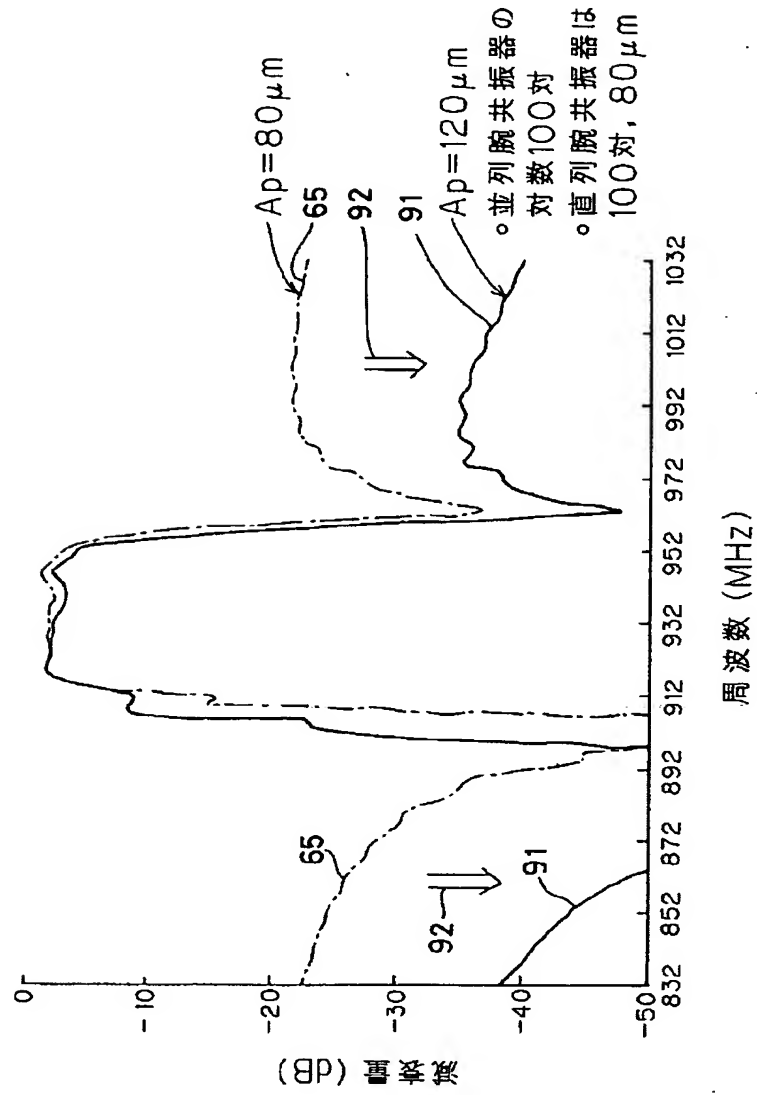


(B) 通過帯域外抑圧への影響



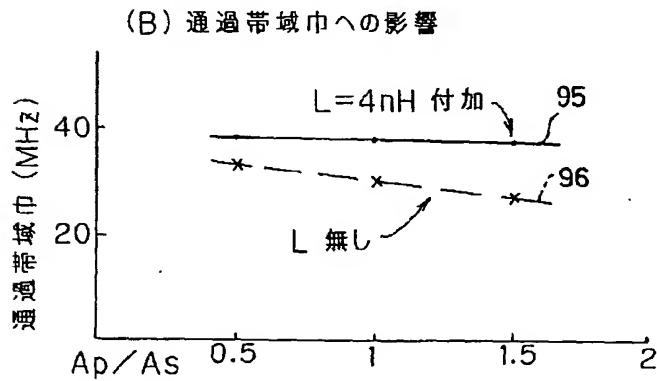
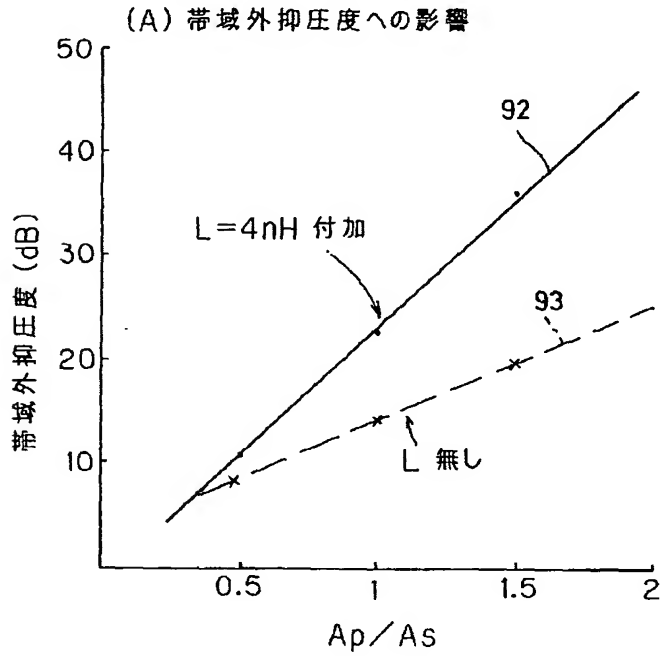
【図17】

図16のフィルタの通過特性を示す図



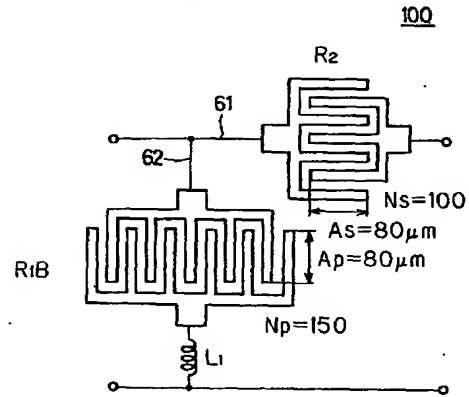
【図18】

並列腕共振器の開口長( $A_p$ )と直列腕共振器の開口長( $A_s$ )の比( $A_p/A_s$ )の増大効果を示す図



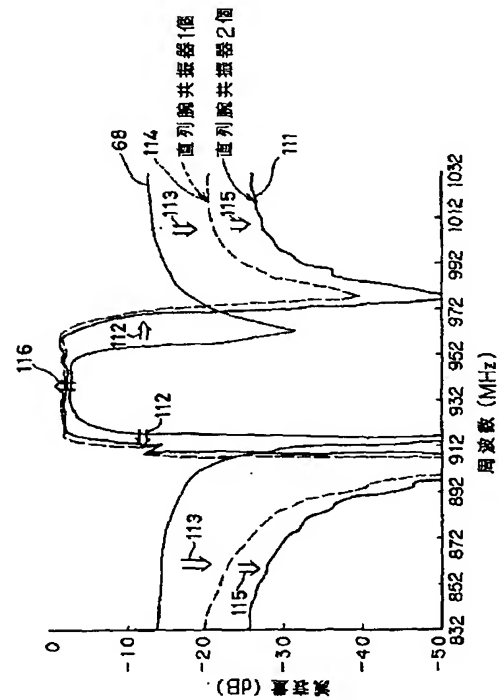
【図19】

本発明の弾性表面波フィルタの第3実施例を示す図



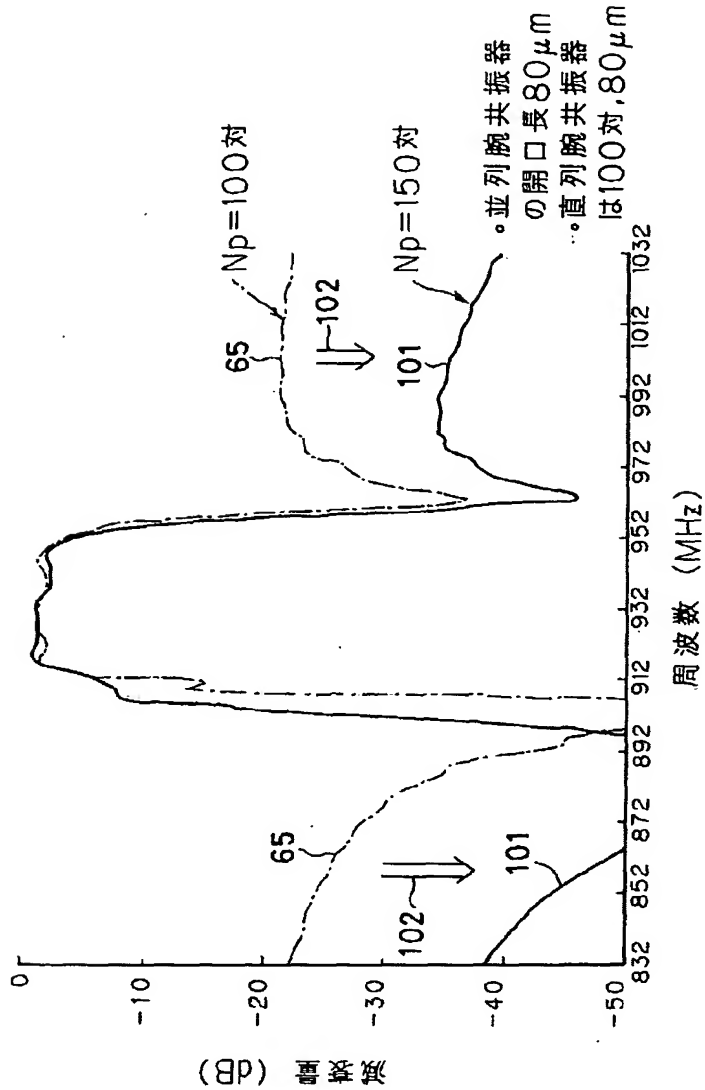
【図22】

図21のフィルタの通過特性を示す図



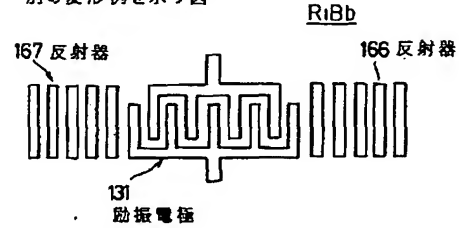
【図20】

図19のフィルタの通過特性を示す図



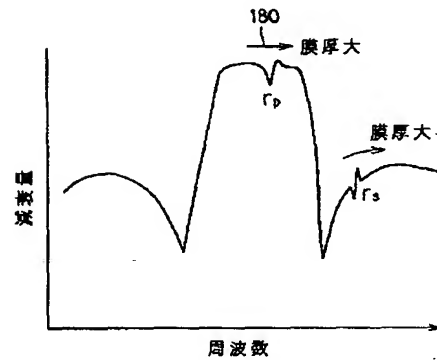
【図31】

図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の別の変形例を示す図



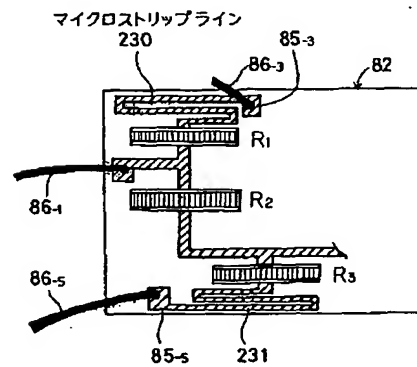
【図33】

電極膜厚(t)のリプル発生位置への効果を示す図



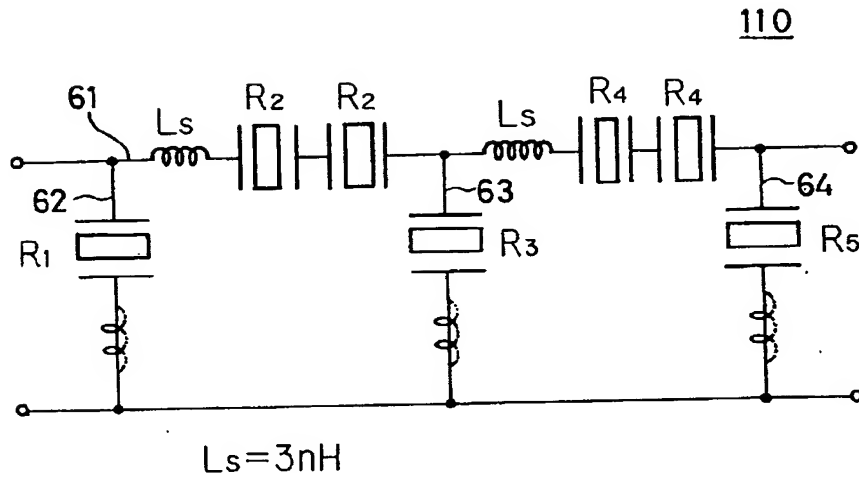
【図41】

図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図



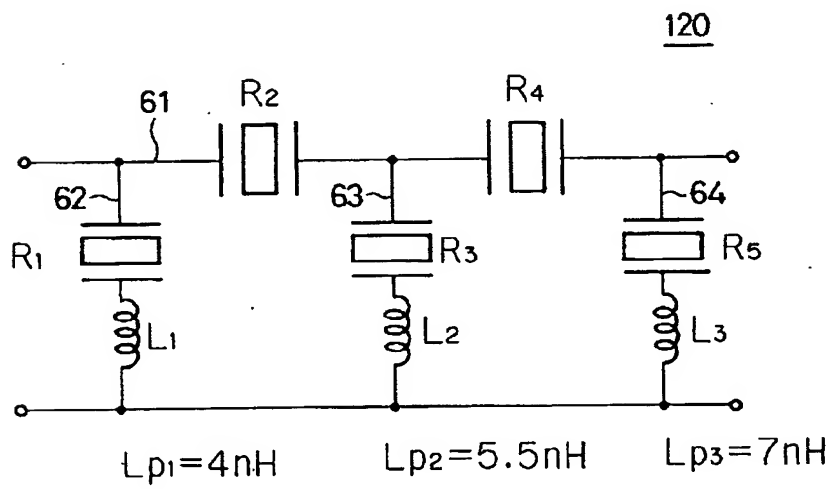
【図21】

本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図



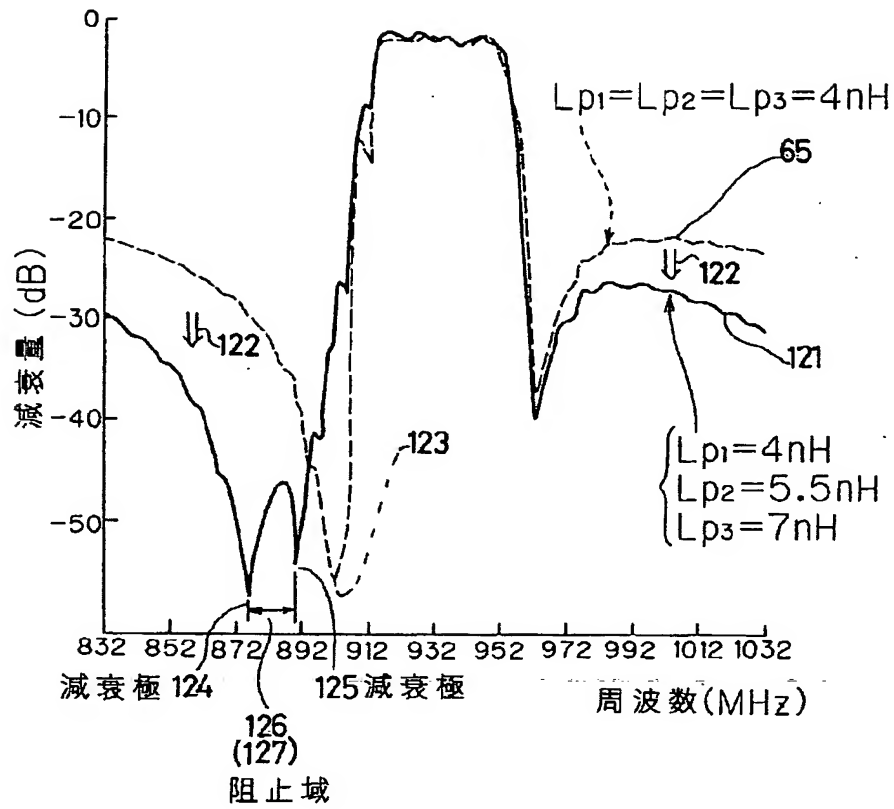
【図23】

本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図



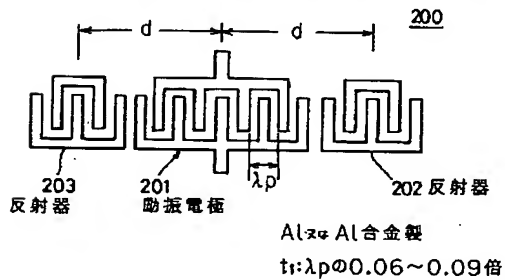
【図24】

図23のフィルタの通過特性を示す図



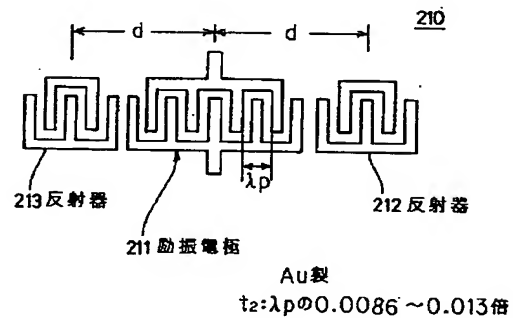
【図37】

本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図



【図39】

本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例を示す図

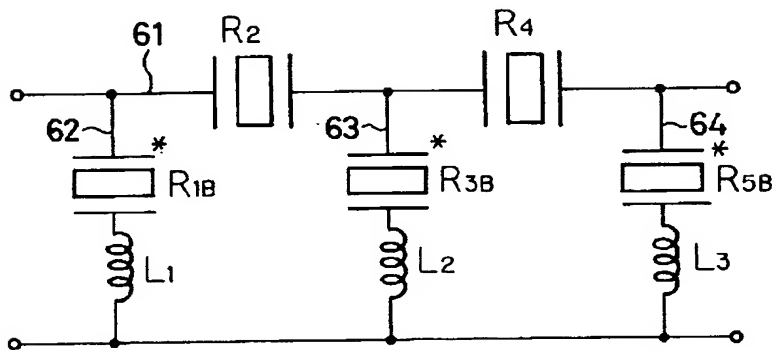




【図25】

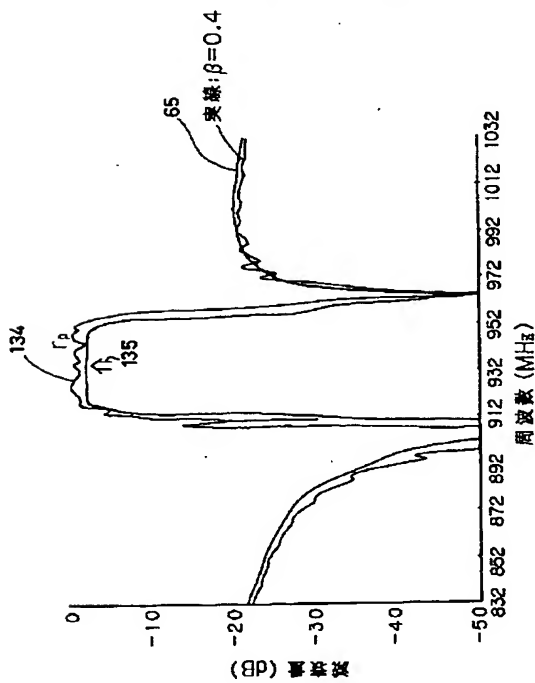
本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の  
回路図

130



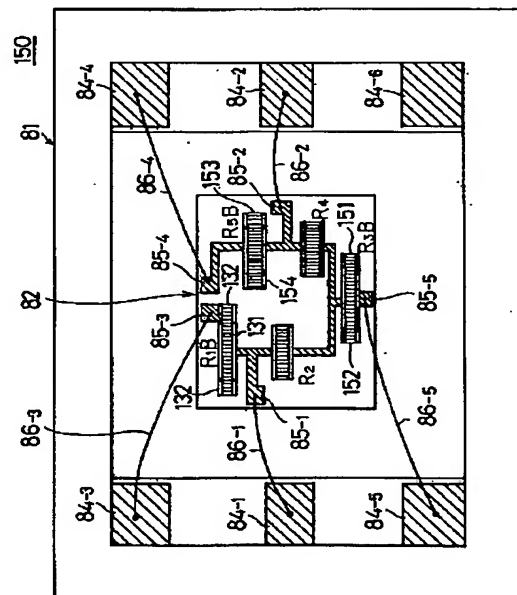
【図27】

図25のフィルタの通過特性を示す図



【図29】

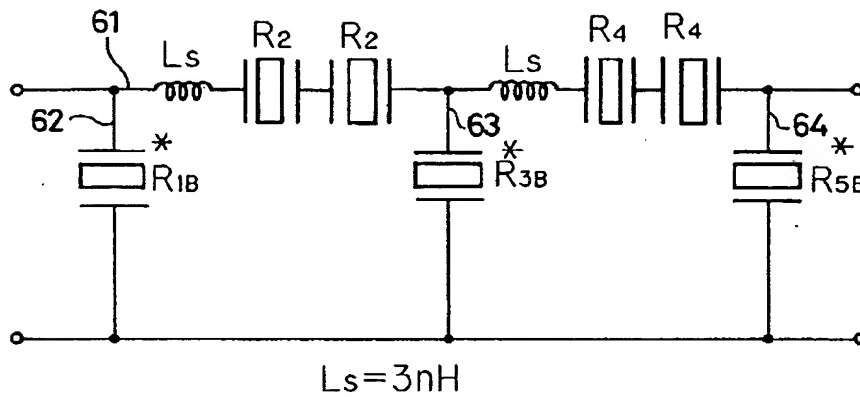
図25の弾性表面波フィルタの構成をその蓋を取り  
外した状態で示す平面図



【図32】

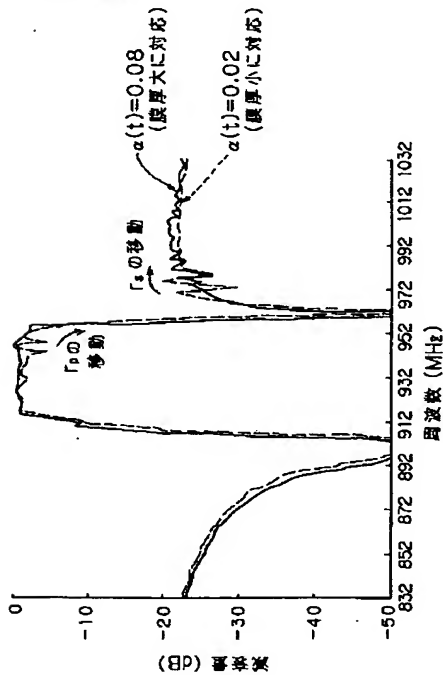
本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図

170



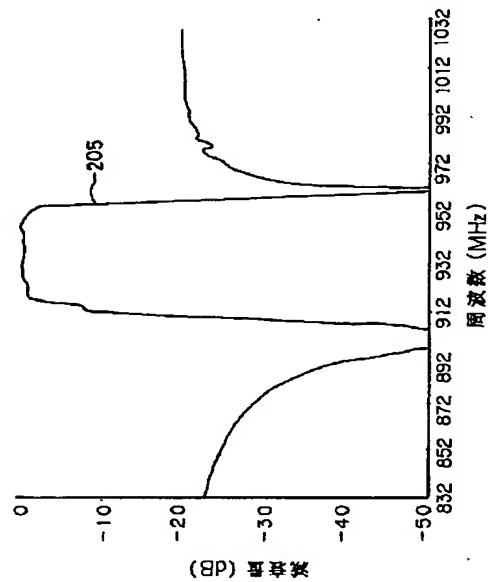
【図34】

並列共振器の反射器によるリップル(rp)が高周波側減衰極へ落ちたときの状態( $\alpha(t)=0.08$ の時)を示す図



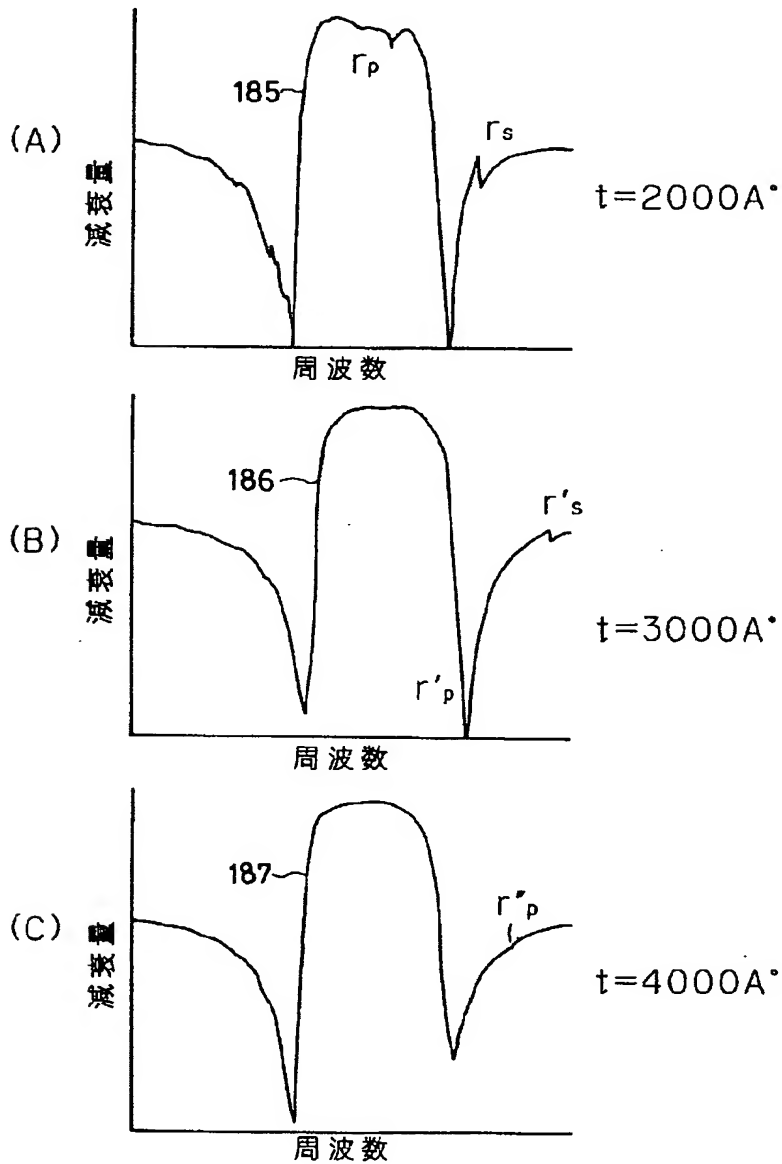
【図38】

図37の共振器を適用した弾性表面波フィルタの通過特性を示す図



【図35】

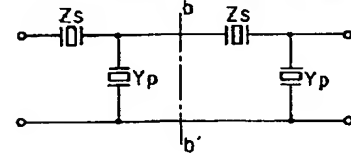
共振器型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図



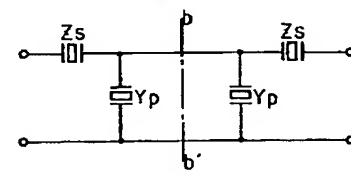
【図59】

単位区間同士の接合を示す図

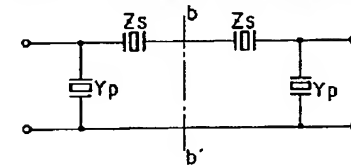
(A) インピーダンス整合が良くないつなぎ方



(B) インピーダンス整合のとれたつなぎ方(1)



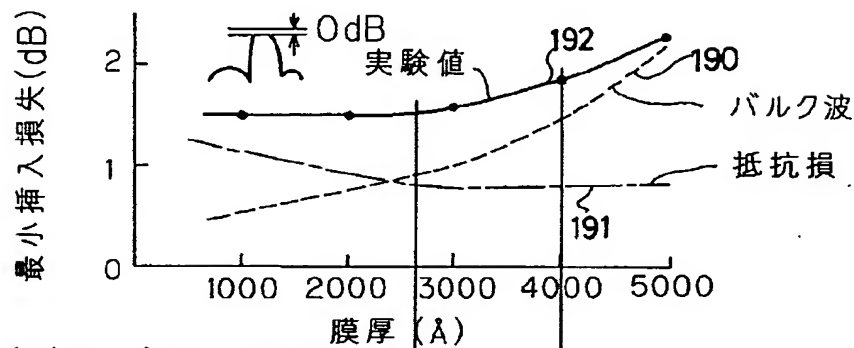
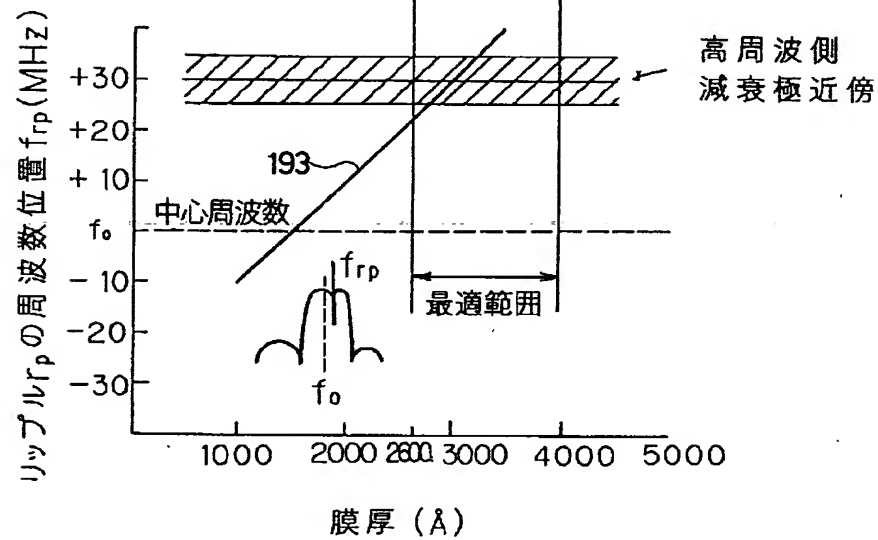
(C) インピーダンス整合のとれたつなぎ方(2)



【図36】

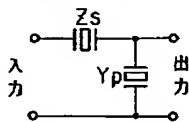
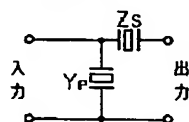
挿入損及びリップル発生位置の  
膜厚依存性の実験の結果を示す図

(A) 挿入損失

(B) リップル $r_p$ の発生位置

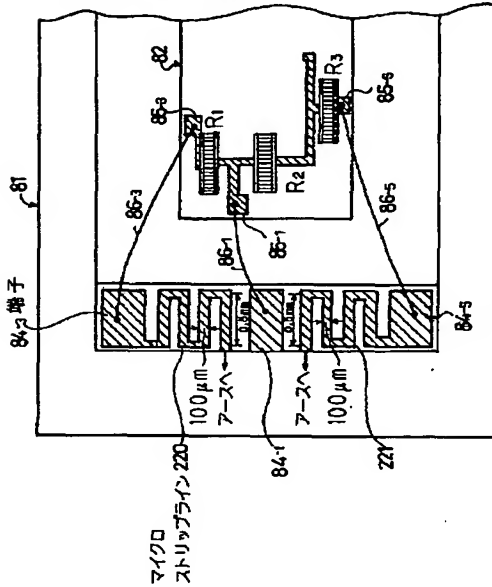
【図56】

1個ずつの弾性表面波共振器を梯子型にした  
単位区間の回路図

(A) 入力側に直列腕が  
くるタイプ(B) 入力側に並列腕が  
くるタイプ

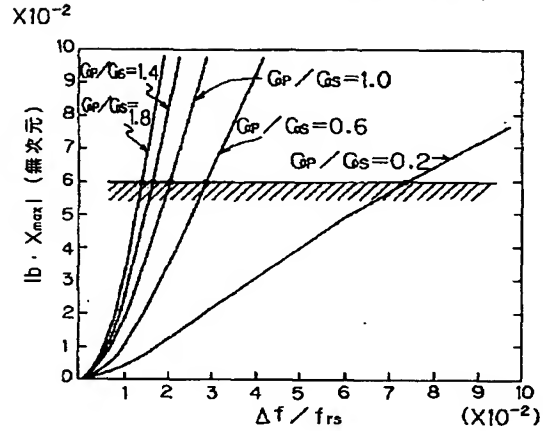
【図40】

図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する別の例を示す図



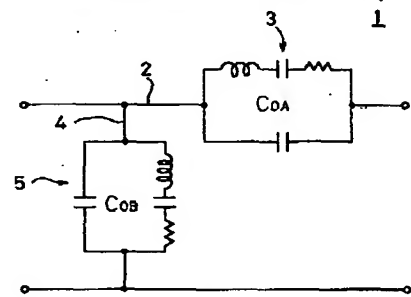
【図50】

$|bX_{max}|$ と $\Delta f / f_{rs}$ との関係を示す図



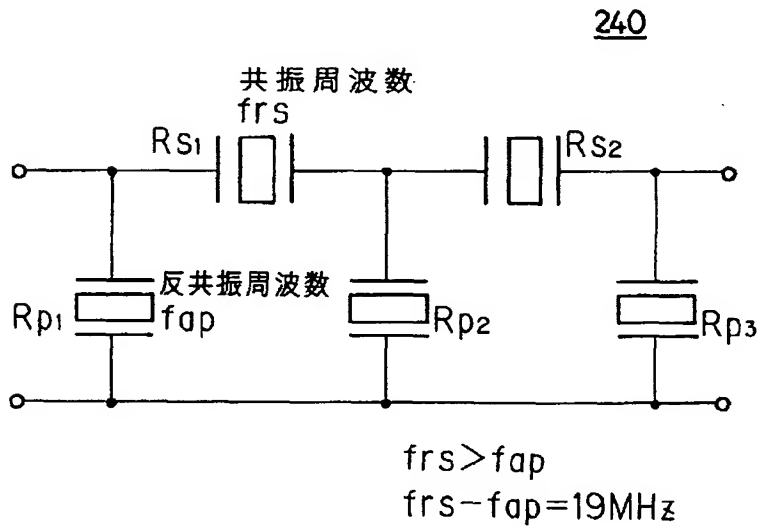
【図70】

従来の弾性表面波フィルタの例を示す図



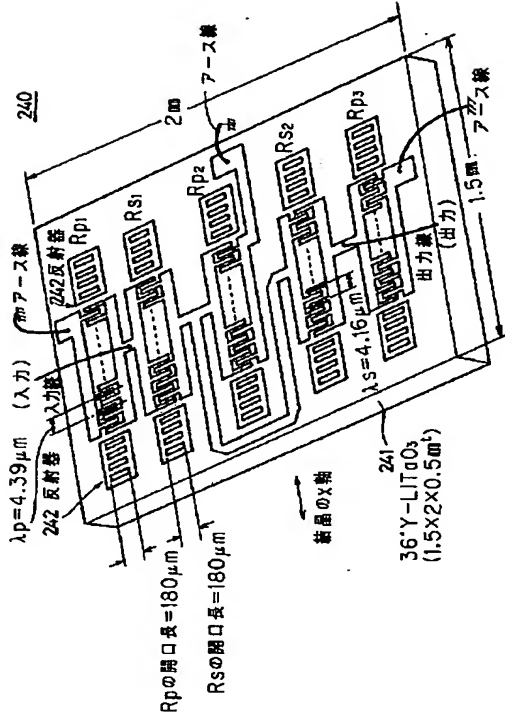
【図42】

本発明の弾性表面波フィルタの第11実施例の回路図

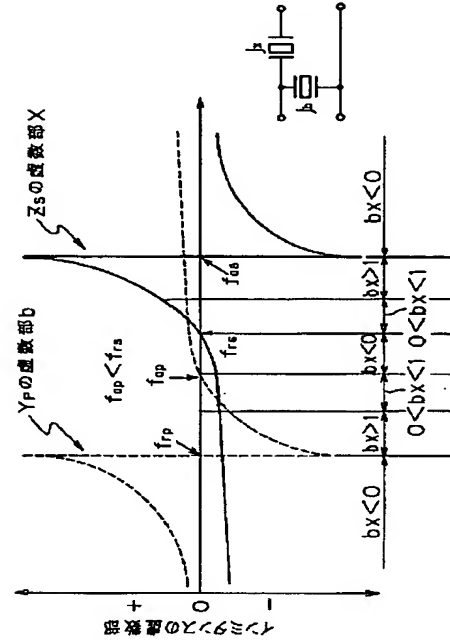


【図43】

図42の回路を具体化した 成を示す図

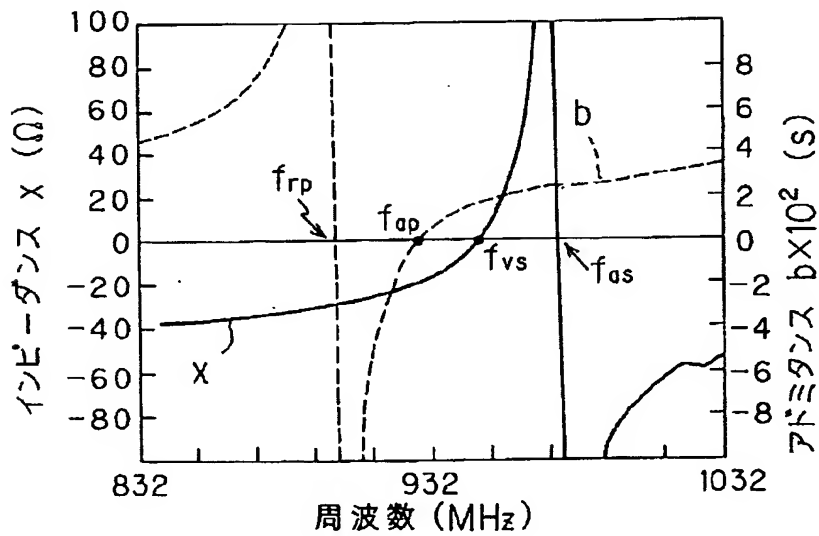


【図44】

 $f_{ap} < f_{rs}$ としたときの弾性表面波共振器のインミタンス特性を示す図


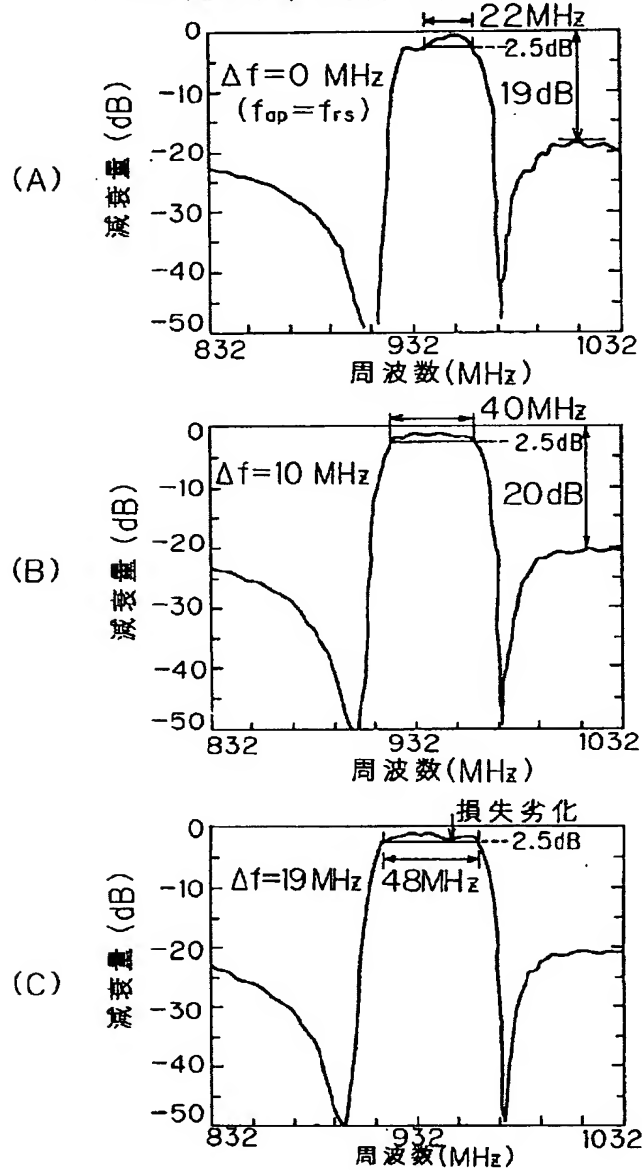
【図47】

並列腕及び直列腕の各弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図



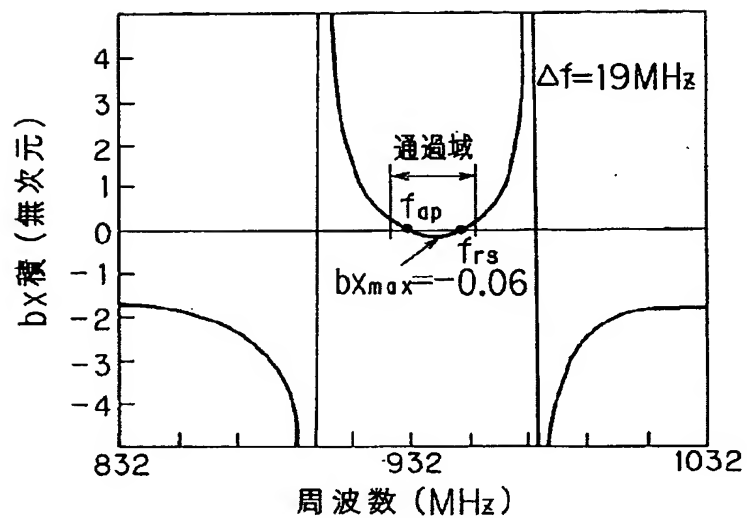
【図45】

$\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$  を零から増加させたときの梯子型フィルタの通過特性の変化を説明する図



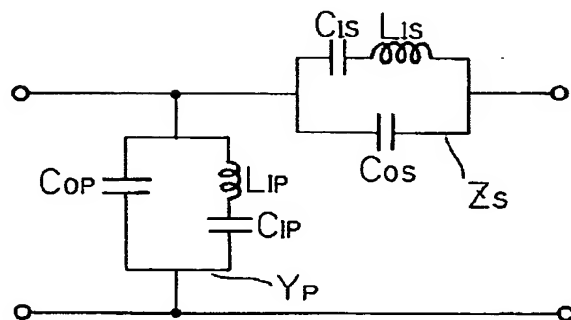
【図48】

$b_x$  積の周波数依存性を示す図



【図49】

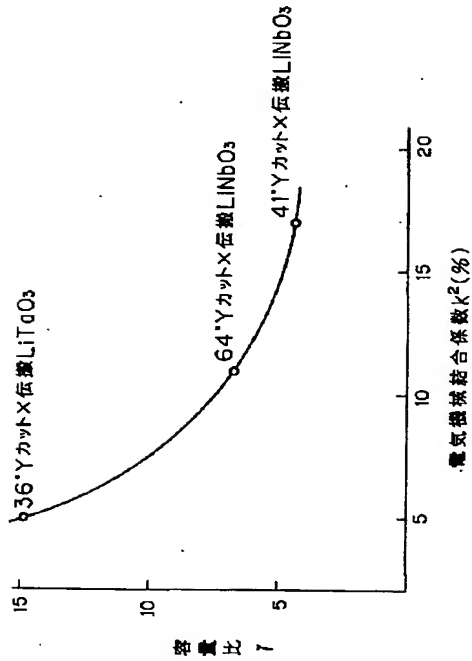
図42の回路の一部をLとCの等価回路表示した図





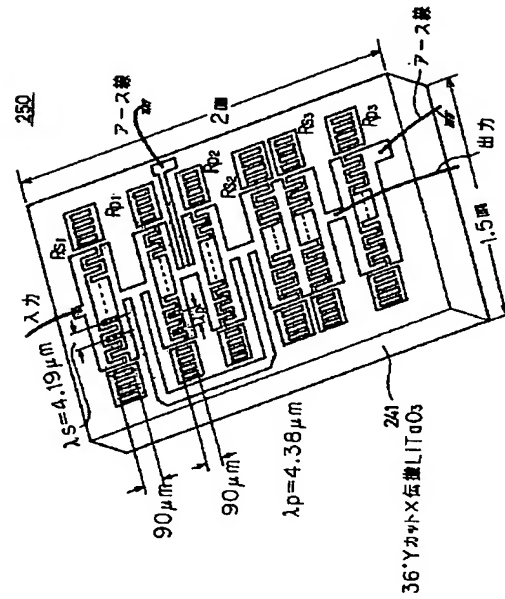
【図51】

$k^2$ と $\gamma$ との関係を示す図



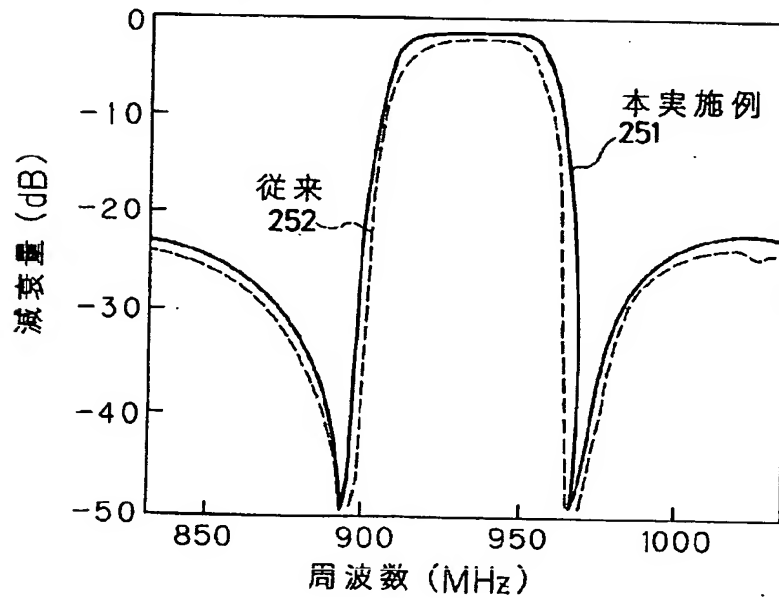
【図53】

図52の回路を具体化した 成を示す図



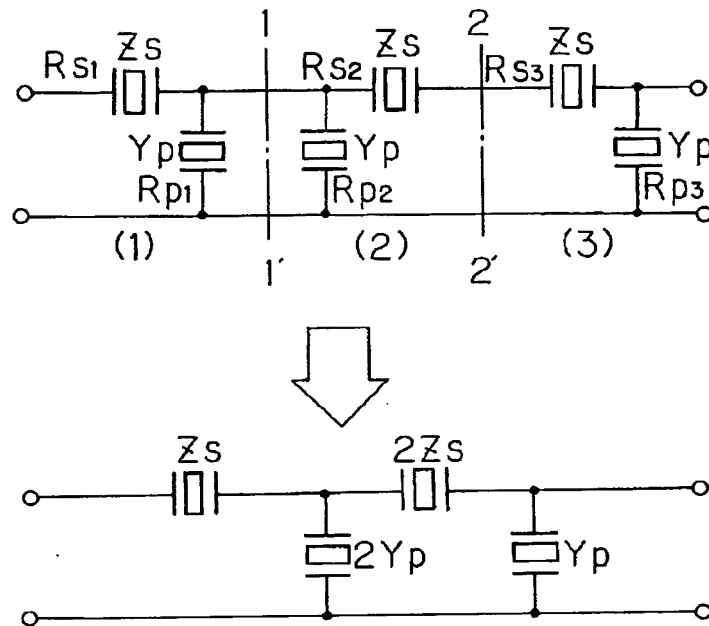
【図54】

図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図



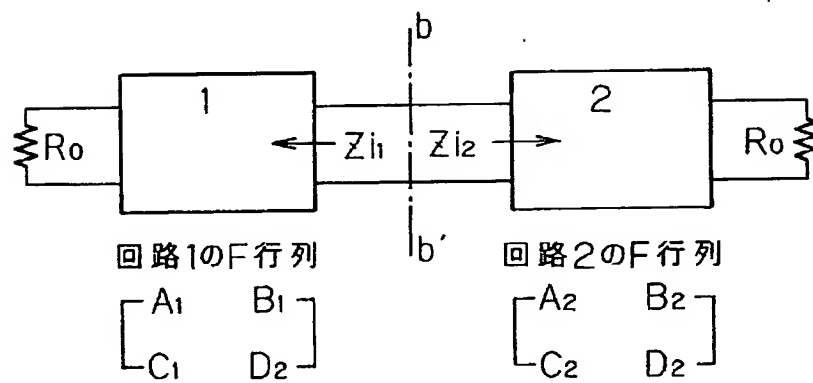
【図52】

本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図



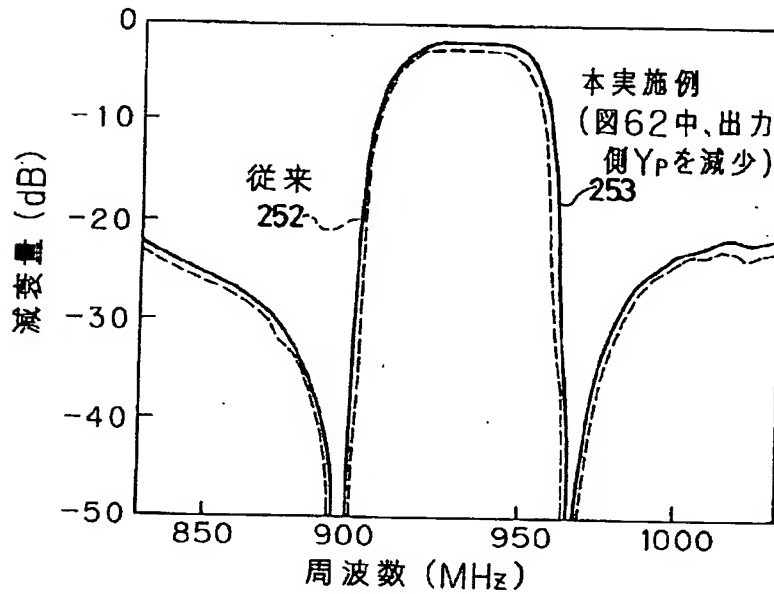
【図58】

二つの4端子回路の接続とその境界を示す図



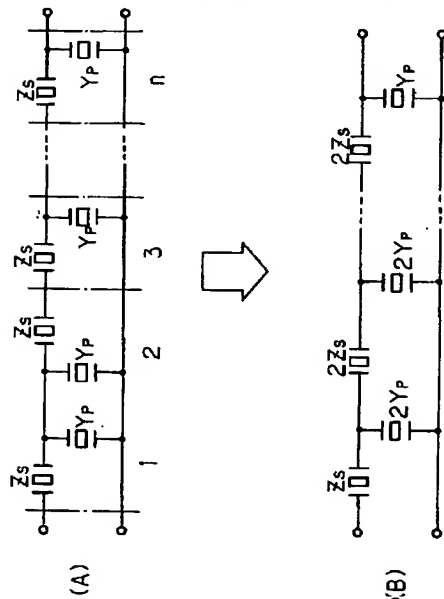
【図55】

図62のフィルタ中、出力側 $Y_P$ を減少させた場合の特性を示す図



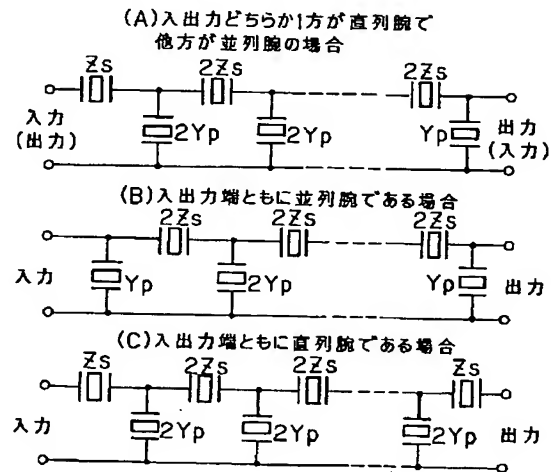
【図60】

$n(>2)$ 段に単位区間を接続する方法を説明する図



【図61】

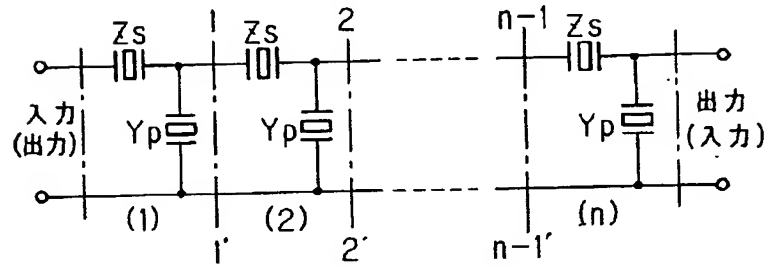
本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図



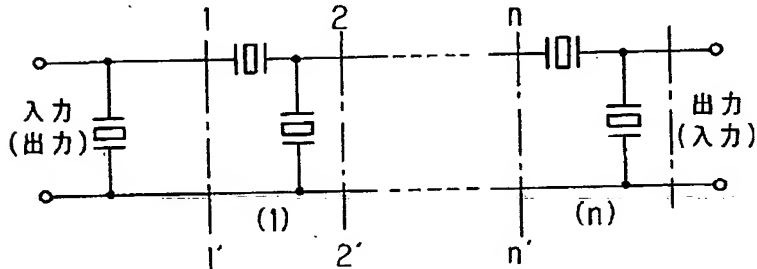
【図57】

図56の単位区間を多段( $n$ 段)に接続してなる  
回路の回路図

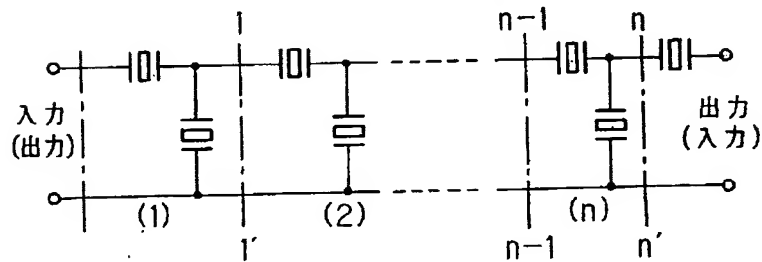
(A)入出力のどちらか一方が直列腕で  
他方が並列腕の場合



(B)入出力の両方共に並列腕の場合

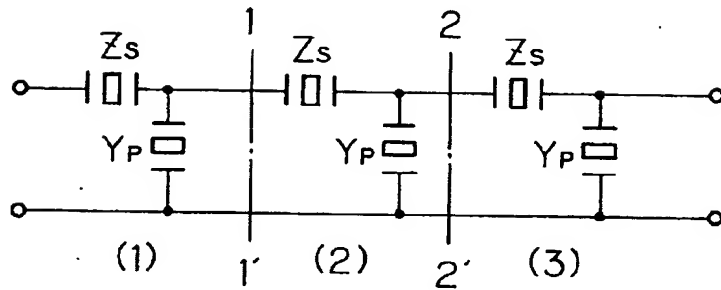


(C)入出力の両方共に直列腕の場合



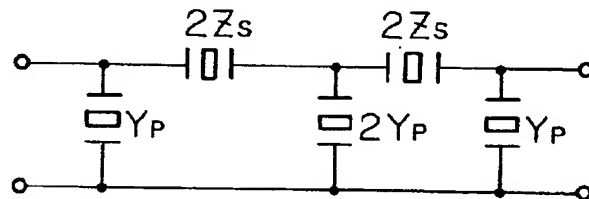
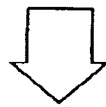
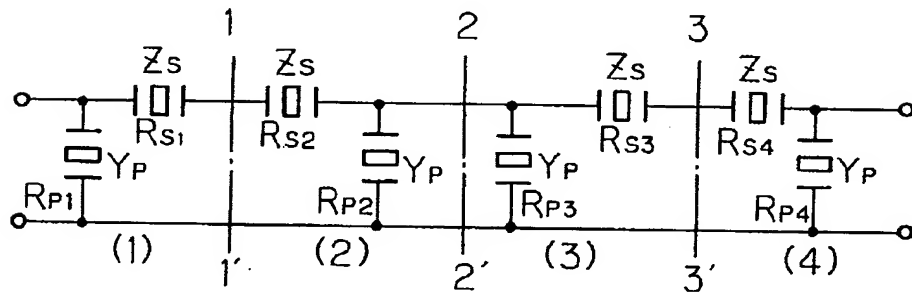
【図62】

従来の弾性表面波フィルタの回路図



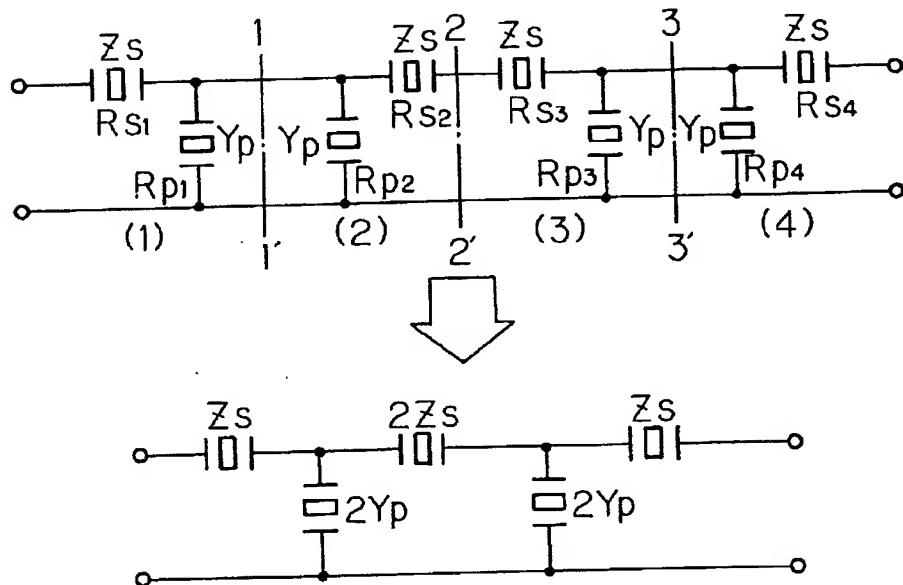
【図63】

本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図



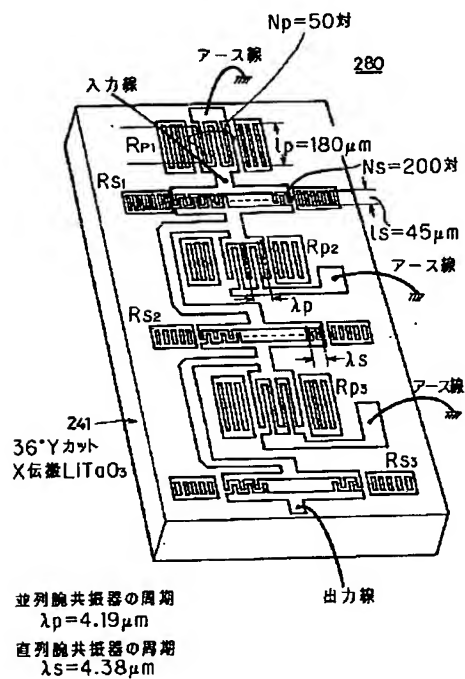
【図64】

本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図



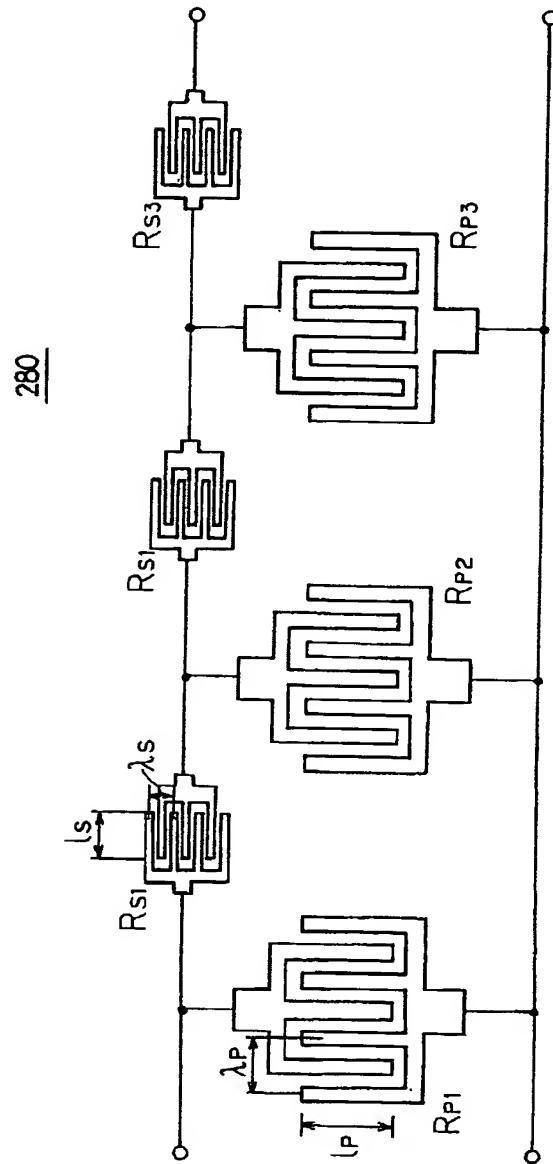
【図66】

図65の回路を具体化した構成を示す図



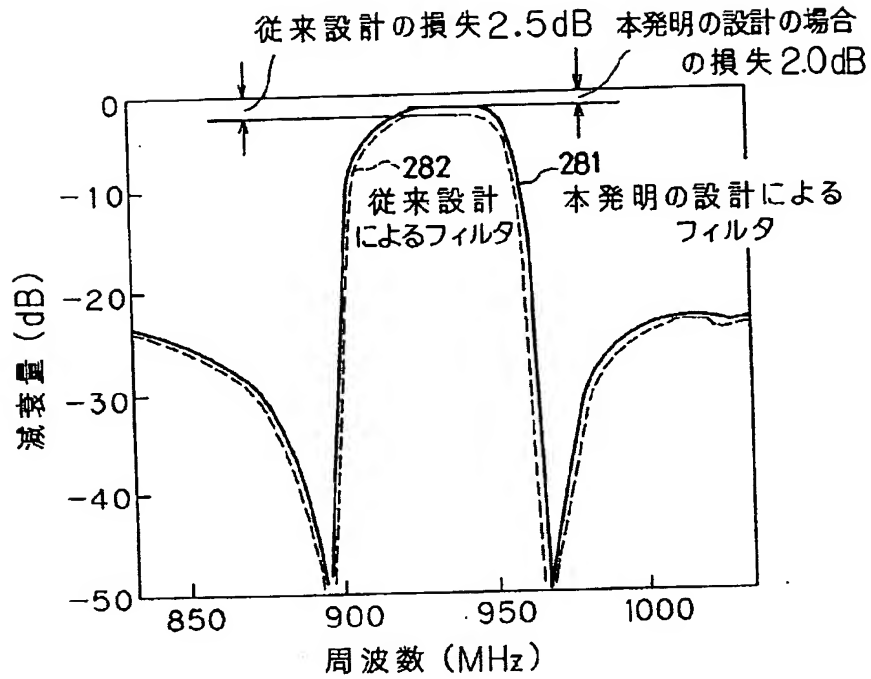
【図65】

本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図



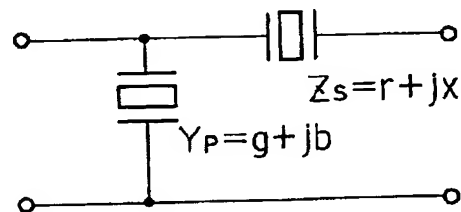
【図67】

図66のフィルタの特性を示す図



【図68】

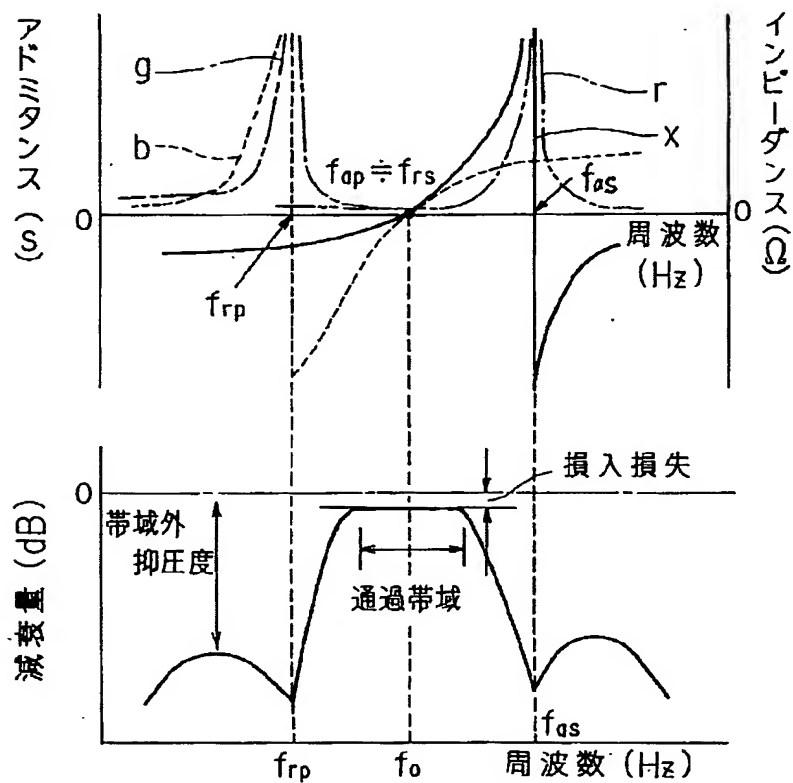
並列腕と直列腕に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図





【図69】

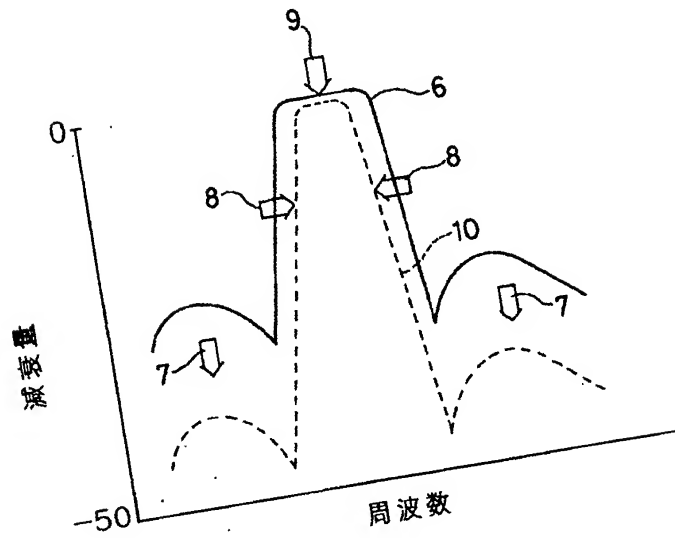
並列腕共振器のアドミタンス( $Y_P$ )の周波数特性及び直列腕共振器のインピーダンス( $Z$ )の周波数特性を対応させて示す図



(56)

【図71】

図70のフィルタの通過特性を示す図



フロントページの続き

(72)発明者 松田 隆志  
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
富士通株式会社内

(72)発明者 高松 光夫  
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
富士通株式会社内